



# Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basé sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Application dans les bandes Ku et Ka.

Yassine Aouial

## ► To cite this version:

Yassine Aouial. Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basé sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Application dans les bandes Ku et Ka.. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. Université Rennes 1, 2012. Français. NNT : . tel-00922047

**HAL Id: tel-00922047**

**<https://theses.hal.science/tel-00922047>**

Submitted on 23 Dec 2013

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



**THÈSE / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**  
*sous le sceau de l'Université Européenne de Bretagne*

pour le grade de  
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**  
*Mention : Traitement du Signal et Télécommunications*  
**Ecole doctorale Matisse**

présentée par  
**Yassine AOUIAL**

préparée à l'unité de recherche (n° 6164 IETR)  
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes  
ISTIC - UFR Informatique Électronique

---

**Étude et conception  
d'un système d'imagerie  
passive à courte portée  
basé sur la synthèse de  
réseau d'antennes  
commutables.  
Application dans les  
bandes Ku et Ka.**

**Soutenance prévue à Rennes  
le (date)**

devant le jury composé de :

**Jean Marie NICOLAS**

Professeur, Télécom Paristech

/ rapporteur

**Atika RIVENQ**

Professeur, Université de Valenciennes

/ rapporteur

**Philippe LE BARS**

Ingénieur, CANON Research Centre France

/ examinateur

**Olivier LAFOND**

Maitre de Conférence HDR, Université de Rennes 1

/ Directeur 1 de thèse

**Mohamed HIMDI**

Professeur, Université de Rennes 1

/ Directeur 2 de thèse

**Stéphane MÉRIC**

Maitre de Conférence, Université de Rennes 1

/ Co-encadrant



# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>i</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
Contexte et motivation de l'étude . . . . .	1
Objectifs et contributions . . . . .	3
Organisation de la thèse . . . . .	4
<b>I État de l'art sur l'imagerie en bande millimétrique</b>	<b>7</b>
I.1 Introduction . . . . .	9
I.2 Propriétés radiatives en bande millimétrique . . . . .	9
I.2.1 Atténuation atmosphérique . . . . .	10
I.2.2 Émissivité et réflectivité des matériaux . . . . .	11
I.2.3 Aperçu sur le rayonnement d'un objet en bande millimétrique . . . . .	14
I.3 Différents systèmes d'imagerie millimétrique . . . . .	15
I.3.1 Imagerie millimétrique active . . . . .	16
I.3.1.1 Imagerie Radar . . . . .	16
I.3.1.2 Imagerie holographique . . . . .	18
I.3.1.3 Imagerie SAR dans un contexte MIMO . . . . .	22
I.3.2 Imagerie millimétrique passive . . . . .	24
I.3.2.1 Réseau à plan focal (FPA) . . . . .	25
I.3.2.2 Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage mécanique . . . . .	26
I.3.2.3 Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage électronique . . . . .	29
I.3.2.4 Imagerie par synthèse d'ouverture interférométrique . . . . .	30



## TABLE DES MATIÈRES

---

I.4	Considérations pour la conception d'un système d'imagerie . . . . .	35
I.4.1	Imagerie active ou passive? . . . . .	35
I.4.2	Plan focal, détection directe ou synthèse d'ouverture? . . . . .	36
I.4.2.1	Intégrabilité . . . . .	36
I.4.2.2	Résolution spatiale et sensibilité . . . . .	37
I.4.2.3	Limitation de la bande passante . . . . .	39
I.4.2.4	Vitesse d'acquisition d'images . . . . .	40
I.5	Conclusion . . . . .	41
<b>II</b>	<b>Modélisation et validation du principe de la synthèse d'ouverture</b>	<b>43</b>
II.1	Introduction . . . . .	45
II.2	Principes fondamentaux de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture	45
II.2.1	Condition d'incohérence . . . . .	46
II.2.2	Fréquences temporelles - Fréquences spatiales . . . . .	47
II.2.3	Relation fondamentale entre les visibilitées et la température de brillance d'une scène . . . . .	48
II.2.3.1	Cas d'un système parfait . . . . .	49
II.2.3.2	Cas d'un système réel . . . . .	50
II.3	Reconstruction d'image : la méthode d'inversion . . . . .	51
II.3.1	La matrice de modélisation du système G . . . . .	51
II.3.2	Analyse du problème d'inversion . . . . .	53
II.3.2.1	Régularisation à norme minimale . . . . .	53
II.3.2.2	Régularisation au sens de Tikhonov . . . . .	54
II.3.2.3	Régularisation à bande passante limitée . . . . .	54
II.4	Modélisation du principe de la synthèse d'ouverture . . . . .	55
II.4.1	Réalisation d'un modèle de simulation . . . . .	55
II.4.1.1	Module de la scène . . . . .	55
II.4.1.2	Module du réseau d'antennes . . . . .	57
II.4.1.3	Module de réception . . . . .	57
II.4.1.4	Module du traitement . . . . .	58
II.4.2	Reconstruction d'image avec des données simulées . . . . .	59
II.5	Validation expérimentale . . . . .	62
II.5.1	Description du schéma du système . . . . .	63
II.5.2	Procédure de l'imagerie unidimensionnelle . . . . .	64

II.5.3	Comparaison des résultats de simulation et de mesure . . . . .	65
II.5.4	Analyse et discussion . . . . .	67
II.6	Conclusion . . . . .	69
<b>III Imagerie 2D : étude d'une nouvelle stratégie d'imagerie passive bas coût basée sur l'utilisation de sous-matrices de <i>switchs</i></b>		<b>71</b>
III.1	Introduction . . . . .	73
III.2	Aperçu sur les architectures multichaines existantes . . . . .	73
III.2.1	Réseau à redondance minimale . . . . .	74
III.2.1.1	Contexte . . . . .	74
III.2.1.2	Facteur de réseau équivalent . . . . .	76
III.2.1.3	Réseaux uniformes . . . . .	78
III.2.1.4	Réseaux non uniformes . . . . .	81
III.2.2	Synthèse . . . . .	82
III.3	Étude d'architectures avec deux chaines de réception . . . . .	83
III.3.1	Réduction du nombre de chaines de réception par le biais d'une matrice de <i>switchs</i> . . . . .	83
III.3.2	Optimisation par l'utilisation de deux sous-matrices de <i>switchs</i> . . . . .	84
III.4	Optimisation du réseau d'antennes pour les systèmes d'imagerie avec deux sous-matrices de <i>switchs</i> . . . . .	85
III.4.1	Présentation du problème d'optimisation . . . . .	86
III.4.1.1	Codage binaire du problème . . . . .	87
III.4.1.2	Évaluation des solutions : La fonction de coût . . . . .	88
III.4.1.3	Processus d'évolution . . . . .	91
III.4.2	Analyse des résultats d'optimisation . . . . .	92
III.4.3	Synthèse et comparaison des architectures envisagées . . . . .	93
III.5	Conclusion . . . . .	97
<b>IV Conception de démonstrateurs basés sur la stratégie des sous-matrices de <i>switchs</i></b>		<b>99</b>
IV.1	Introduction . . . . .	101
IV.2	Description générale et technologie de conception . . . . .	101
IV.3	Démonstrateur en bande X . . . . .	103
IV.3.1	Conception de l'antenne élémentaire et d'une antenne globale passive	104

## TABLE DES MATIÈRES

---

IV.3.2	Amplificateur faible bruit ( <i>LNA</i> ) . . . . .	108
IV.3.3	<i>Switchs</i> . . . . .	111
IV.3.4	Maquette complète du module hyperfréquence en bande X . . . . .	115
IV.3.4.1	Résultats de mesure de l'antenne active . . . . .	118
IV.3.4.2	Stabilité du système . . . . .	121
IV.3.4.3	Synthèse . . . . .	124
IV.4	Démonstateur en bande millimétrique (35 GHz) . . . . .	124
IV.4.1	Conception de l'antenne élémentaire . . . . .	124
IV.4.2	<i>Switchs</i> . . . . .	125
IV.4.3	Maquette complète du module actif à 35 GHz . . . . .	128
IV.4.3.1	Résultats de mesure de l'antenne active . . . . .	129
IV.5	Conclusion . . . . .	130
<b>V</b>	<b>Système d'imagerie complet - Traitements et mesures</b>	<b>131</b>
V.1	Introduction . . . . .	133
V.2	Système d'imagerie complet - bande X . . . . .	133
V.2.1	Module radiofréquence . . . . .	135
V.2.2	Module de traitement numérique et contrôle . . . . .	136
V.2.2.1	Interface de commande du système . . . . .	137
V.2.2.2	Acquisition et traitement de données . . . . .	139
V.3	Résultats d'expérimentation - Mise en place des traitements et mesures .	140
V.3.1	Procédure de calibration par la matrice G . . . . .	140
V.3.2	Application pour la détection d'une source de bruit . . . . .	144
V.4	Conclusion . . . . .	148
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>151</b>
	Bilan des travaux effectués . . . . .	151
	Perspectives . . . . .	153
	<b>Annexes</b>	<b>155</b>
<b>A</b>	<b>Cadre Mathématique de la reconstruction d'image par inversion</b>	<b>157</b>

<b>Bibliographie</b>	<b>165</b>
<b>Publications au cours de la thèse</b>	<b>177</b>



# Introduction générale

## Contexte et motivation de l'étude

L'imagerie millimétrique passive est une méthode de formation des images d'objets ou de scène basée sur la détection du rayonnement millimétrique provenant de ces objets ou de cette scène. Pendant ces dernières décennies (ou plus, si l'on inclut l'imagerie micro-ondes radiométrique), de nombreuses études ont abordé ce thème de l'imagerie millimétrique sans toutefois aboutir à des systèmes bas coût et compact. Ainsi, l'évolution de la technologie en bande millimétrique suscite actuellement un regain d'intérêt dans ce secteur. Cette évolution permet d'envisager une extension de la gamme des systèmes d'imagerie millimétrique compacts et réalisant des images en temps réel à bas coût..

L'intérêt majeur des systèmes d'imagerie millimétrique, est la possibilité de former des images quelles que soient les conditions atmosphériques (temps clair ou à faible visibilité - brouillard, sable), et même à travers les vêtements et certains obstacles [1, 2]. Pour des applications de faible portée telles que la surveillance et la sécurité des personnes dans les lieux publics,, des publications récentes [3] font état de travaux notamment au Japon et aux USA. Ces études portent sur des scanners corporels basés sur l'imagerie passive et active en bande millimétrique. Il s'agit alors de détecter le rayonnement du corps humain dans une bande de fréquence s'étalant de 30 GHz à 300 GHz. En effet, à 37°C (310 K), à l'instar d'un corps noir, le corps humain émet un rayonnement de longueur d'onde environ 10  $\mu\text{m}$  (infrarouge moyen). Ce rayonnement mesurable est à la base des caméras infrarouges (IR) de vision nocturne. Le défaut de ces caméras IR est la perte de sensibilité en présence d'un obstacle pouvant cacher l'objet à imager ou en présence d'une autre source de chaleur (considérée alors comme du bruit). Le contexte de cette étude est donc de travailler sur un type de scanner corporel basé sur la détection des fréquences beaucoup plus basses par rapport à l'IR. Il faut se rappeler

que le corps humain à température ambiante émet aussi un rayonnement présentant des longueurs d'onde sub-millimétrique ainsi qu'un rayonnement avec des des longueurs d'ondes centimétriques et millimétriques.



**Figure .0.1:** Exemples d'applications de la technologie d'imagerie millimétrique passive [4]

En termes de sécurité publique, la perspective des scanners corporels constitue une voie de recherche et de développement très prometteuse. Il devient donc nécessaire pour la communauté scientifique d'être en mesure de répondre de manière précise aux questions de plus en plus nombreuses concernant les conséquences et l'efficacité de ces scanners sur la sécurité des citoyens. Ces systèmes d'imagerie doivent donc présenter les caractéristiques suivantes : ne présenter aucun risque pour la santé et générer un nombre réduit de fausses alertes. Dans le cas de la sécurité aéroportuaire, nous pouvons noter l'importance des applications liées à la détection d'objets dangereux portés par les passagers et prohibés à bord des avions. Les moyens communs (passage dans une porte à détection de métaux, fouille corporelle) peuvent rendre lourd les contrôles des passagers. Aussi, l'utilisation de scanners corporels, actifs ou passifs, pouvant détecter des objets dangereux (armes par exemple) par l'intermédiaire d'une simple et rapide (de l'ordre de la seconde) exposition semble être une solution très prometteuse. Toutefois, il paraît clair que le critère lié au risque pour la santé plaide fortement pour l'imagerie passive comme choix approprié. L'imagerie passive dans la bande millimétrique répond donc aux contraintes d'encombrement, de coût et de rapidité demandées aux systèmes de scanners corporels. Par conséquent, les directions de recherches futures portent sur le développement de ces

---

systèmes passifs présentant de bonnes performances en termes de qualité d'image, de coût et d'intégrabilité comme ceux imaginés sur la figure .0.1.

Le contexte de la thèse s'articule autour d'une application concernant la sécurité des personnes : il s'agit de détecter des objets dangereux dissimulés. Le développement de systèmes d'imagerie en bande millimétrique présente donc un grand défi technologique. De plus, ce sujet présente la difficulté d'être nouveau pour les équipes de recherche de l'IETR en termes d'application. Du fait des compétences multiples requises, deux équipes de l'IETR ont collaboré sur ce projet : le département «Antennes & dispositifs Hyperfréquences» ainsi que le département «Propagation - localisation & Télédétection».

Ce travail de thèse est donc une contribution à l'étude des systèmes d'imagerie passive à courte portée. Les objectifs du travail sont détaillés dans le paragraphe suivant.

## **Objectifs et contributions**

Comme mentionné précédemment, les scanners corporels doivent utiliser une technologie et des principes bas coût. L'architecture employée dans ces systèmes doit alors concilier des contraintes de performances, de complexité et de technologie. L'objectif principal de ce travail est de concevoir un système imageur passif bas coût visant la sécurité des personnes. Les études portent sur la partie radiofréquence (antenne et récepteur) et également sur la partie traitement du signal de ce système d'imagerie. Plusieurs critères sont pris en compte : l'intégrabilité des récepteurs pour assurer un faible encombrement, une sensibilité radiométrique importante pour obtenir une précision de détection de la scène observée et enfin la restitution d'une image à haute résolution de cette scène.

Les possibilités sont multiples quant au choix de la technique à mettre en œuvre pour développer un système d'imagerie pour des applications visant la sécurité des personnes. Compte tenu de l'évolution technologique récente, la synthèse d'ouverture interférométrique est considérée comme une perspective intéressante pour le développement des systèmes d'imagerie passive. Les points forts de cette technique sont liés à la haute résolution des images obtenues, à la capacité à imager en temps réel, à son faible encombrement et à son coût plus faible à qualité et précision équivalente par rapport aux autres techniques d'imagerie actuellement utilisés (plan focale, détection directe, etc.). Nous avons donc opté pour cette technique afin de réaliser notre système d'imagerie. L'état de l'art montre que cette technique souffre d'un inconvénient majeur qui concerne



le nombre important de chaînes réception. Un des points durs du travail concerne donc la définition de l'architecture du système et son optimisation. Nous apportons donc à travers ces travaux de recherche une réponse pour minimiser le nombre de récepteurs présents dans le système. Ces travaux de thèse comportent donc plusieurs étapes et objectifs intermédiaires :

- La réalisation d'un prototype bas coût permettant de réaliser une image unidimensionnelle d'une source d'illumination dont la position est inconnue. Ce premier objectif vise à valider le concept de l'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique,
- La mise en oeuvre d'un simulateur d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture. Les principales perspectives de l'ensemble du simulateur reposent sur l'utilisation des différentes configurations de réseaux d'antennes et des méthodes de reconstruction d'image dans le but de comparer leurs performances.
- La recherche d'une nouvelle architecture du système ayant un coût faible et une complexité réduite permettant l'imagerie en deux dimensions, et l'étude des composants élémentaires nécessaires à la mise en place du système complet.
- La mise en place d'un démonstrateur en bande X, ainsi que la conception d'un système antenne en bande millimétrique.

## **Organisation de la thèse**

Le plan du mémoire de thèse est divisé en 5 chapitres.

Le premier chapitre commence par un état de l'art sur le concept général de l'imagerie millimétrique. Les principales techniques d'imagerie sont présentées et les architectures utilisées dans les systèmes sont détaillées. Cette étude est axée principalement autour des systèmes d'imagerie robustes dédiés à des applications pour lesquelles le corps humain est en jeu. Pour ce type d'application, seules les solutions millimétriques sont envisagées dans cette étude. Cet état de l'art nous a donc permis de mettre en avant la diversité des dispositifs utilisés dans les différents domaines d'application, et de comparer les différentes techniques d'imagerie afin de tirer une conclusion quant aux choix de conception de notre système d'imagerie. Parmi les instruments et techniques présentés, le choix s'est porté sur le développement d'un système d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Cette technique est très utilisée dans les nouveaux dispositifs d'imagerie du fait de sa haute résolution, son encombrement moindre et son coût plus

---

faible.

Le chapitre 2 détaille le concept d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Il est également dédié à la reconstruction de l'image d'une scène observée à partir d'un nombre fini de récepteurs. Dans le cas de systèmes réels, la reconstruction de l'image nécessite tout d'abord la mise en oeuvre d'une matrice «  $G$  » qui caractérise le système global puis l'inversion de cette matrice. Ces aspects sont donc également introduits dans ce chapitre. En outre, une partie de ce chapitre est consacrée à la mise en oeuvre d'un simulateur d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture. Ceci permet donc de disposer d'un outil permettant ainsi de tester différentes configurations de système dans le but de comparer leurs performances avant la conception de notre système d'imagerie à deux dimensions. Ce chapitre se termine par la réalisation d'un prototype bas coût en bande Ku afin de valider le concept d'imagerie par la synthèse d'ouverture.

Le chapitre 3 propose une solution adaptée à l'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique et aux objectifs de coût. En effet, au cours de ce chapitre, dans le but de contribuer au développement des systèmes d'imagerie millimétrique passive par le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique, un nouveau concept basé sur l'utilisation de la commutation par l'approche de sous-matrices de *switchs* est présenté. Pour améliorer le rapport coût-performances des systèmes d'imagerie, le nombre de récepteurs est réduit au minimum (deux récepteurs), tout en conservant des performances suffisantes. La synthèse du réseau d'antennes par l'application de l'algorithme génétique afin d'optimiser et de simplifier le processus de commutation démontre la possibilité de mettre en oeuvre un système bas coût avec un nombre réduit d'antennes.

Le chapitre 4 a comme objectif d'adapter cette approche pour un système antennaire complet, en bande X et en bande millimétrique. L'objectif de ces prototypes est de valider dans un premier temps cette approche de manière expérimentale, puis de valider le principe de construction de la matrice de calibration du système «  $G$  » afin de traiter les données réelles pour la reconstruction des images. Ce chapitre présente donc la technologie choisie pour la mise en oeuvre du module hyperfréquence (antennes commutables actives). Les fréquences de travail se situent respectivement autour de 11 GHz et 35 GHz. Les caractéristiques et les performances des parties hyperfréquences sont données à la fois en simulation et en mesure. Une étude de stabilité du module hyperfréquence à 11 GHz est également réalisée.

Le chapitre 5 (et dernier chapitre) s'intéresse à la description du démonstrateur complet ainsi qu'à la mise en place des traitements et mesures. Le fonctionnement de chaque

partie du démonstrateur est détaillé. À partir des mesures des diagrammes de rayonnement réalisées en chambre anéchoïde, la calibration du système est effectuée par la reconstruction de la matrice de modélisation du système  $G$ . Puis, l'ensemble des caractéristiques et des performances du démonstrateur en bande X sont données. Finalement, ce démonstrateur est utilisé pour la détection d'une source de bruit de position inconnue. Les images reconstruites 2D à partir des mesures permettent donc de valider le concept d'imagerie passive par le biais de sous-matrice de *switchs*.

Ce manuscrit se termine par une conclusion générale qui reprend les points fondamentaux du travail de thèse et recense les perspectives.

# Chapitre I

## État de l'art sur l'imagerie en bande millimétrique

### Sommaire

---

I.1	Introduction . . . . .	9
I.2	Propriétés radiatives en bande millimétrique . . . . .	9
I.2.1	Atténuation atmosphérique . . . . .	10
I.2.2	Émissivité et réflectivité des matériaux . . . . .	11
I.2.3	Aperçu sur le rayonnement d'un objet en bande millimétrique . . . . .	14
I.3	Différents systèmes d'imagerie millimétrique . . . . .	15
I.3.1	Imagerie millimétrique active . . . . .	16
I.3.1.1	Imagerie Radar . . . . .	16
I.3.1.2	Imagerie holographique . . . . .	18
I.3.1.3	Imagerie SAR dans un contexte MIMO . . . . .	22
I.3.2	Imagerie millimétrique passive . . . . .	24
I.3.2.1	Réseau à plan focal (FPA) . . . . .	25
I.3.2.2	Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage mécanique	26
I.3.2.3	Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage électronique	29
I.3.2.4	Imagerie par synthèse d'ouverture interférométrique . . . . .	30

I.4	Considérations pour la conception d’un système d’imagerie . . . . .	35
I.4.1	Imagerie active ou passive? . . . . .	35
I.4.2	Plan focal, détection directe ou synthèse d’ouverture? . . . . .	36
I.4.2.1	Intégrabilité . . . . .	36
I.4.2.2	Résolution spatiale et sensibilité . . . . .	37
I.4.2.3	Limitation de la bande passante . . . . .	39
I.4.2.4	Vitesse d’acquisition d’images . . . . .	40
I.5	Conclusion . . . . .	41

---

## I.1 Introduction

Ce chapitre présente le concept général de l'imagerie millimétrique et son contexte physique. Il décrit les particularités radiatives des objets et la possibilité d'exploitation de ces particularités dans l'imagerie passive ou active en bande millimétrique. Nous introduisons, dans un premier temps, un bref état de l'art sur les propriétés physiques sous-jacentes à ce domaine telles que l'émissivité, la réflectivité et l'utilité de la bande millimétrique. Dans un second temps, nous présentons les différents concepts et principes des systèmes d'imagerie millimétrique. Cette partie est axée principalement autour des systèmes d'imagerie robustes dédiés à des applications pour lesquelles le corps humain est en jeu. Pour ce type d'application, seules les solutions millimétriques ont été envisagées dans cette étude. Les solutions à base d'éléments optiques fonctionnant dans des bandes de fréquences autour du TéraHertz n'ont pas été retenues.

Ce chapitre se termine par un comparatif de l'ensemble des concepts d'imagerie présentés. Compte tenu des longueurs d'onde de travail (bande millimétrique), une attention particulière est apportée aux différentes structures des systèmes (structure antennaire, *front-end*, traitement du signal. . . ) présentant des propriétés intéressantes. De ce fait, la comparaison des différents principes est effectuée en se focalisant sur l'aspect performance et encombrement.

Le travail de bibliographie concernant ces systèmes d'imagerie est scindé en deux grands axes. Le premier concerne l'étude des solutions développées dans le domaine industriel pour des applications civiles et de sécurité et le second traite de l'étude des publications scientifiques et brevets.

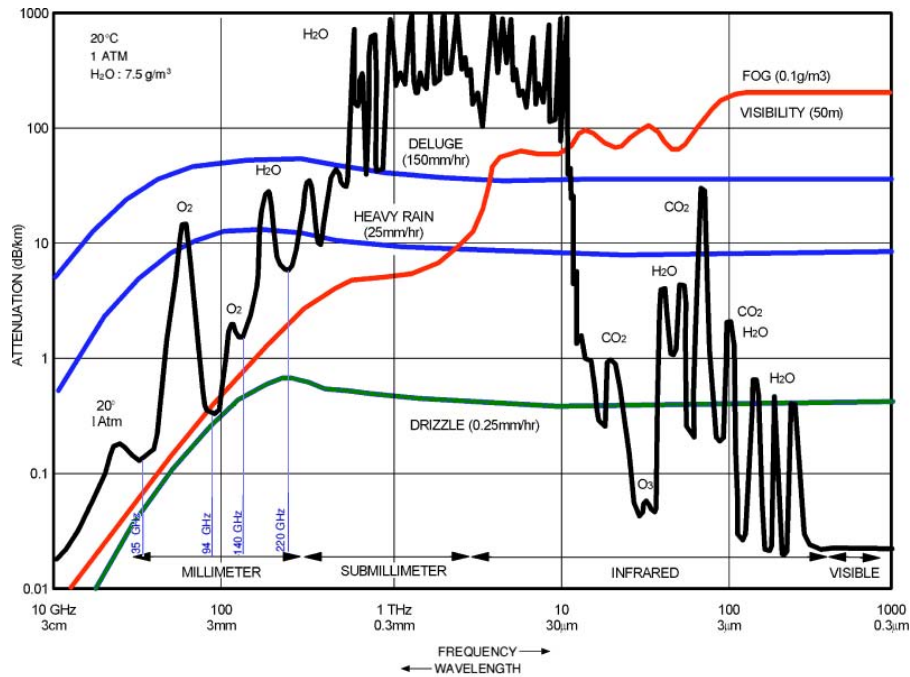
## I.2 Propriétés radiatives en bande millimétrique

L'imagerie millimétrique est une méthode de formation des images basée sur la détection du rayonnement millimétrique provenant d'une scène. Bien qu'une telle technologie ait été déployée pendant des décennies (ou plus, si l'on inclut l'imagerie micro-ondes radiométrique), l'évolution de la technologie dans la bande millimétrique suscite un regain d'intérêt dans ce secteur et permet une extension de la gamme des systèmes d'imagerie millimétrique réalisant des images en temps réel [3].

L'intérêt majeur des systèmes d'imagerie millimétrique, est la possibilité de former des images quelles que soient les conditions atmosphériques (temps clair ou à faible visibilité - brouillard, sable, et même à travers les vêtements [1, 2]).

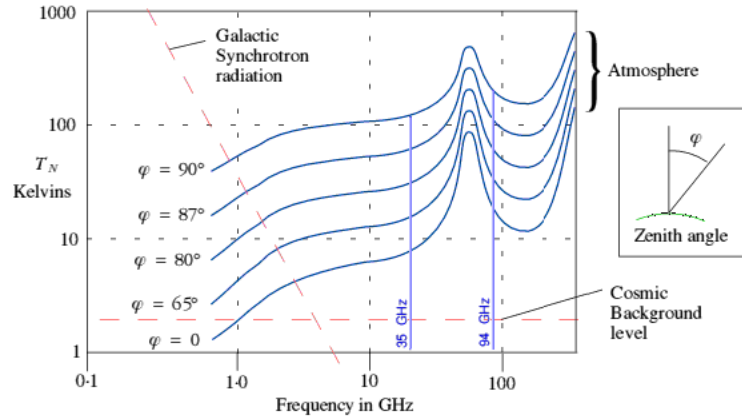
## 1.2.1 Atténuation atmosphérique

L'utilité de la bande millimétrique réside dans les particularités de l'atténuation atmosphérique sur la plage des fréquences prescrites. La figure I.2.1 montre l'atténuation des signaux électromagnétiques en dB/km en fonction de la fréquence [5, 6]. Ces mesures couvrent la gamme de fréquences de 10 GHz à 1000 THz.



**Figure I.2.1:** L'atténuation atmosphérique dans différentes conditions météorologiques sur le spectre électromagnétique [5]

La propagation des ondes électromagnétiques est soumise à l'absorption par différents gaz atmosphériques (oxygène, azote, dioxyde de carbone, etc). Dans la bande submillimétrique, une atténuation plus importante se produit par la vapeur d'eau. Dans la bande millimétrique, l'atténuation est moins importante avec la présence des fenêtres de propagation à 35, 94, 140 et 220 GHz, où l'atténuation est relativement faible. En dépit du fort rayonnement d'un corps noir dans le domaine infrarouge et visible, les objets émettent des signaux d'amplitude non négligeable en bande millimétrique dans le cas de faible visibilité [7]. En effet, le rayonnement millimétrique est moins atténué par les nuages, le brouillard, la fumée, la neige et les tempêtes de sable que le rayonnement lié à l'infrarouge ou le visible. L'avantage essentiel de l'imagerie millimétrique exploite donc cette capacité des ondes millimétriques à être les plus détectables dans des applications de faible visibilité.



**Figure I.2.2:** La température de bruit atmosphérique en fonction de l'angle par rapport au zénith dans le spectre électromagnétique [8]

La figure I.2.2 décrit la température de bruit atmosphérique en fonction de la fréquence d'intérêt et de l'angle par rapport au zénith [6, 8]. Dans le cas d'une application « Outdoor », cette température de bruit atmosphérique est un facteur limitant les performances de réception du système. Ainsi, le dimensionnement d'un système de réception s'effectue en choisissant des températures de bruit inférieures à la température de bruit atmosphérique.

Le choix de la bande de fréquence de fonctionnement dépend de l'application envisagée. Dans la bande millimétrique et dans le cas où la portée du système est de quelques mètres, on peut considérer que les pertes atmosphériques sont négligeables. Ainsi, la technologie à 35 GHz est préférable à celle à 94 GHz de par une meilleure disponibilité des composants ce qui présente l'avantage d'un coût moindre pour la technologie à 35 GHz. En revanche, la technologie à 94 GHz a l'avantage de la miniaturisation.

## I.2.2 Émissivité et réflectivité des matériaux

Conformément à la loi du rayonnement de Planck, chaque objet émet des ondes électromagnétiques à toutes les longueurs d'onde avec des intensités proportionnelles au produit de sa température physique et de son émissivité. En effet, dans la bande millimétrique, les objets reflètent et émettent des rayonnements tout comme dans le domaine infrarouge et visible. La capacité d'un objet à réfléchir ou à émettre une onde électromagnétique est caractérisée respectivement par la réflectivité  $\rho$  de cet objet et par son émissivité  $\epsilon$ . Un objet parfait (absorbeur) a une émissivité égale à 1. C'est la définition d'un corps noir. Un réflecteur parfait est caractérisé par une émissivité nulle.

Généralement, on considère que le complément de l'émissivité d'un objet est sa réflectivité



si son facteur de transmission  $t$  est nul. Ainsi, un objet qui reflète 90 % du rayonnement aura une émissivité de 10 %. Ces valeurs, généralement données en fonction de la longueur d'onde, indiquent qu'un objet réfléchissant dans une gamme de longueurs d'onde peut présenter une forte émissivité dans une autre gamme [9]. Un miroir de métal avec un revêtement de peinture noir mat est un bon exemple de cette propriété. En effet, un capteur infrarouge voit une émissivité proche de 1 car ce capteur est sensible à la température du revêtement. En revanche, un capteur radio-fréquence voit une surface réfléchissante car le revêtement est facilement pénétré par l'onde électromagnétique aux fréquences de l'émission radio-fréquence .

Concernant le corps humain, celui-ci a une émissivité d'environ 65 % à 100 GHz, passant à environ 91 % à 500 GHz [10] (cf. tableau I.1). Ainsi, le corps humain paraît chaud en comparaison avec un objet métallique qui a une très faible émissivité car il reflète la température de l'environnement qui l'entoure (généralement considéré plus froid que le corps lui-même). Les objets plastiques et céramiques ont une émissivité plus élevée que celle du métal, mais inférieure à celle du corps humain. Il est donc possible de les différencier du corps humain. Les systèmes d'imagerie passive exigent donc d'avoir une différence apparente de température, qu'elle soit positive ou négative, entre le corps et ses environs [11].

L'émissivité d'un objet est aussi une fonction des propriétés diélectriques, de la rugosité de surface et de l'angle d'observation de l'objet. Le tableau I.1 montre les valeurs de l'émissivité, la réflectivité et le facteur de transmission en fonction de la fréquence pour différents matériaux.

	Emissivité ( $\epsilon$ )			Reflectivité ( $\rho$ )			Transmission ( $t$ )		
	100GHz	500GHz	1THz	100GHz	500GHz	1THz	100GHz	500GHz	1THz
<b>Métal</b>	0.06	0	0	0.94	1	1	0	0	0
<b>Explosives</b>	0.76	0.95	0.94	0.24	0.05	0.06	0	0	0
<b>Peau</b>	0.65	0.91	0.93	0.35	0.09	0.07	0	0	0
<b>Denim</b>	0.09	0.49	0.85	0.01	0.01	0.05	0.9	0.5	0.1
<b>Tee – shirt</b>	0.04	0.2	0.3	0	0	0.05	0.96	0.8	0.65
<b>Béton</b>	0.86	0.91	0.95	0.14	0.09	0.05	0	0	0

**Table I.1:** Les propriétés radiatives des différents matériaux en fonction de la fréquence [10]

Un objet peut donc être décrit par sa température radiométrique  $T_s$ . Cette température est définie comme le produit de la température physique (ou thermodynamique)  $T_{objet}$  de cet objet et de son émissivité  $\epsilon$  [3, 5], soit :

$$T_s = T_{objet} \cdot \epsilon \quad (\text{I.2.1})$$

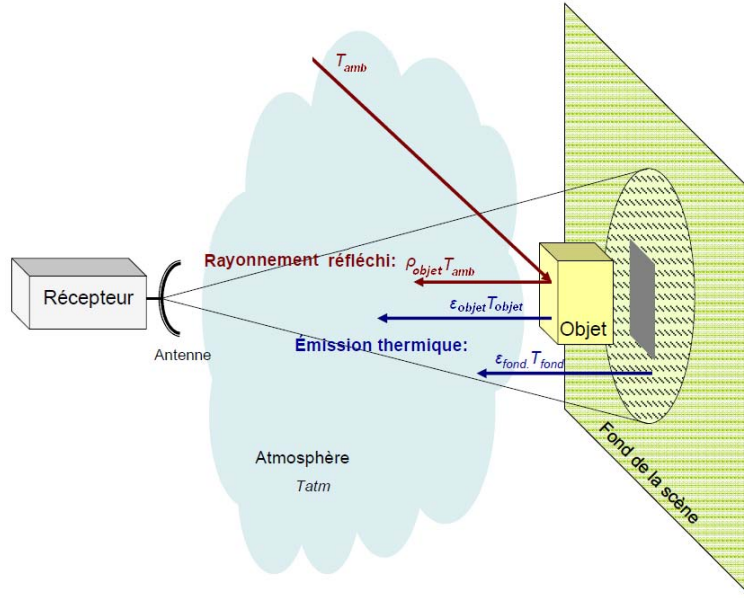
Cependant, la température radiométrique n'est pas le seul facteur pris en compte. En effet,

la façon dont la scène est éclairée est essentielle pour la décrire . Ainsi, un objet avec une réflectivité élevée présente une température radiométrique liée à la réflexion de la température ambiante. Cet effet est décrit par une température de surface radiométrique  $T_{sc}$  et se définit comme le produit de la réflectivité  $\rho$  de l'objet et de la température radiométrique  $T_{ILLUM}$  d'éclairement :

$$T_{sc} = T_{ILLUM} \cdot \rho \quad (I.2.2)$$

Ainsi, la température effective radiométrique de l'objet est la somme de ces deux termes :

$$T_e = T_{objet} \cdot \epsilon + T_{ILLUM} \cdot \rho \quad (I.2.3)$$



**Figure I.2.3:** Illustration de la température radiométrique observée à l'entrée de l'antenne

Lors de la mesure d'un rayonnement, les caractéristiques qui sont prises en compte pour la température observée par une antenne sont :

- l'émissivité  $\epsilon_{objet}$  et la réflectivité  $\rho_{objet}$  de l'objet,
- l'émissivité  $\epsilon_{fond}$  et la réflectivité  $\rho_{fond}$  du fond de scène,
- la température physique de l'objet  $T_{objet}$  et celle du fond de scène  $T_{fond}$ ,
- la température ambiante  $T_{amb}$ ,
- l'efficacité  $\eta_A$  et la température physique  $T_0$  de l'antenne de réception.

La figure I.2.3 illustre une situation particulière de la température observée  $T_A$  par une antenne et qui peut s'exprimer avec :

$$T_A = \eta_A (\epsilon_{objet} T_{objet} + \epsilon_{fond} T_{fond} + \rho_{cible} T_{amb} + \rho_{fond} T_{amb}) + (1 - \eta_A) T_0 \quad (I.2.4)$$

Cette relation montre que la température de l'antenne est une moyenne pondérée de la température radiométrique observée. Il faut noter que le diagramme de l'antenne de réception pondère cette température d'antenne. En effet, si l'antenne a un diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires faibles et une largeur de faisceau étroite, alors la température de l'antenne correspond à la température radiométrique captée par le lobe principal. Cela montre qu'une très bonne estimation de la température radiométrique de l'objet nécessite :

- une antenne à fort rendement afin que les pertes apportées par cette dernière ne produisent pas une température de bruit parallèle (donc parasite par rapport à la température observée),
- un gain d'antenne élevé afin d'avoir un diagramme de rayonnement étroit et donc une bonne résolution spatiale,
- des niveaux faibles de lobes secondaires afin de ne pas capter de température dans d'autres directions que celle du lobe principal,
- un très bon récepteur en terme de facteur de bruit afin de ne pas convertir ce bruit en température qui serait considérée aussi comme une température parasite.

Il convient maintenant de décrire plus précisément le comportement et le rayonnement d'un objet en bande millimétrique.

### I.2.3 Aperçu sur le rayonnement d'un objet en bande millimétrique

Tous les objets naturels dont la température est au-dessus de la température de 0 K émettent un rayonnement dans tout le spectre électromagnétique [12]. Il est donc important d'estimer la puissance du rayonnement millimétrique d'un objet. Cette puissance s'exprime en référence de celle d'un corps noir. Or, la brillance spectrale d'un corps noir en fonction de sa température  $T$  et de la fréquence  $f$  est donnée par la relation suivante :

$$L_{bb}(f, T) = \left( \frac{2hf^3}{c^2} \right) \left( \frac{1}{e^{hf/k_b T}} \right) df ds d\Omega \quad [W.m^{-2}.Hz^{-1}.sr^{-1}] \quad (I.2.5)$$

où  $k_b$  représente la constante de Boltzmann,  $c$  la vitesse de lumière et  $h$  la constante de Planck. Dans la bande millimétrique, le terme  $hf/k_b T$  est très petit par rapport à 1. Ainsi, l'approximation de Rayleigh-Jeans décrite dans [13] est possible ce qui nous permet d'approcher la relation (I.2.5) par :

$$L_{bb}(f, T) = \left( \frac{2k_b T f^2}{c^2} \right) df ds d\Omega \quad [W.m^{-2}.Hz^{-1}.sr^{-1}] \quad (I.2.6)$$

De plus, si le rayonnement du corps noir est isotrope (identique dans toutes les directions), celui d'un corps réel peut dépendre de la direction d'observation  $(\theta, \phi)$ . L'émissivité en fonction de cette direction d'observation est donc introduite pour faire le lien entre la brillance spectrale d'un corps réel et celle du corps noir :

$$L_{gb}(f, T, \theta, \phi) = \epsilon(f, \theta, \phi) L_{bb}(f, T) \quad (I.2.7)$$

On introduit donc la température de brillance  $T_B(\theta, \phi)$  avec  $T_B(\theta, \phi) = \epsilon(\theta, \phi)T$  et qui est par définition, la température physique que devrait avoir un corps noir pour que sa brillance spectrale soit semblable à celle du corps réel. Dans le cas de nos applications, les mesures se font essentiellement autour de la température ambiante 290 K. Dans la bande millimétrique (30-300 GHz) et à température ambiante, cette brillance spectrale est comprise entre  $8,16.10^{-17}$  et  $8,08.10^{-15} W.m^{-2}.sr^{-1}.Hz^{-1}$  (relation I.2.6). On remarque donc l'importance de la sensibilité radiométrique dans l'imagerie millimétrique. En effet, faire une image de contraste thermique d'un individu est difficile, car une variation de 0.1 K en température ne correspond qu'à une variation de 1/3000 de la puissance rayonnée. On se trouve donc confronté à d'importants problèmes de niveau de bruit.

## I.3 Différents systèmes d'imagerie millimétrique

L'imagerie millimétrique peut être divisée en deux approches distinctes : l'imagerie passive (PMMW<sup>1</sup>) et l'imagerie active (AMMW<sup>2</sup>). Le concept de l'imagerie passive est de détecter directement le rayonnement naturel des objets ou le reflet de l'environnement. Ce concept est analogue à la radiométrie. Le concept de l'imagerie active est basé sur l'émission d'une énergie dans la bande millimétrique et la réception de l'énergie réfléchie par les objets et l'environnement éclairés par l'énergie incidente. Il est possible de rapprocher ce concept à celui du radar.

---

1. PMMW : Passive Millimeter Wave

2. AMMW : Active Millimeter Wave

### 1.3.1 Imagerie millimétrique active

L'imagerie millimétrique active est considérée comme une approche très prometteuse pour le développement des systèmes répondant aux besoins de la sécurité intérieure. Dans un environnement intérieur, afin d'avoir un contraste suffisant entre les objets, la méthode d'imagerie active est souhaitable ce qui permet une sensibilité plus élevée [3].

Le principe d'imagerie millimétrique active est d'éclairer d'abord la scène avec un faisceau d'énergie millimétrique et ensuite de former l'image à partir de l'énergie réfléchie reçue. Cette technique d'imagerie a l'avantage d'avoir une sensibilité élevée et une grande capacité à pénétrer différents matériaux. Par exemple, les systèmes d'imagerie active sont capables de « voir » à travers différents matériaux de construction afin de détecter la situation de l'autre côté de ces matériaux. Cela permet ainsi de détecter des zones potentiellement dangereuses [14]. D'un point de vue réalisation, les systèmes d'imagerie active sont généralement constitués d'un réseau d'antennes associé à une chaîne de transmission et une chaîne de réception. Le réseau d'antennes peut être à balayage mécanique ou électronique.

En 2009, les scanners corporels à ondes millimétriques ont été déployés aux États-Unis dans 19 aéroports. En 2010, quelques aéroports européens internationaux ont alors décidé d'expérimenter les scanners corporels permettant de localiser des objets indétectables avec les moyens habituellement utilisés. En France, une enquête sur les risques sanitaires liés à l'utilisation de scanners corporels à ondes millimétriques dans les aéroports a été réalisée. Selon le rapport de l'AFSSET<sup>3</sup> [15], les scanners corporels ne présentent aucun risque avéré pour la santé des personnes en état actuel des connaissances. Toutefois, les effets sanitaires de cette gamme de fréquences sont encore peu documentés et le rapport recommande de promouvoir la recherche sur les effets biologiques des ondes millimétriques (notamment sur les effets à long terme des expositions chroniques et ses effets conjoints d'expositions multiples). Nous nous proposons maintenant de décrire brièvement quelques exemples de systèmes d'imagerie millimétrique active.

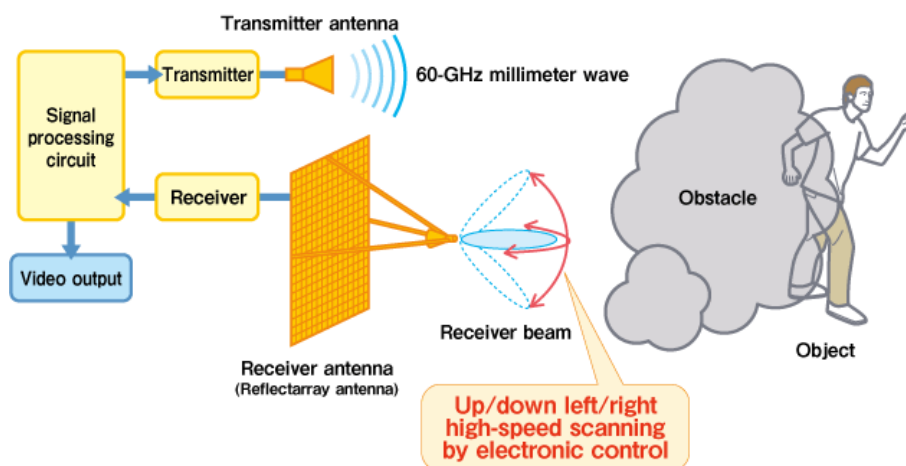
#### 1.3.1.1 Imagerie Radar

Au milieu des années 1990, Millimetrix© et MIRTAC© ont développé un système d'imagerie active qui fonctionne à 94 GHz [16], la dernière version a été améliorée par Millivision©. Ce système se compose d'un émetteur à modulation de fréquence (FMCW) associé à une antenne à faisceau large et d'un récepteur composé de 256 éléments (réseau d'éléments de 16 antennes en azimut et 16 antennes en élévation). L'antenne de réception peut alors balayer mécaniquement

---

3. AFSSET : Agence Française de Sécurité Sanitaire de l'Environnement et du Travail

un secteur angulaire de  $33^\circ$  en élévation et de  $33^\circ$  en azimuth. Le processus d'imagerie requiert jusqu'à 3 minutes pour la formation d'une seule image.



**Figure I.3.1:** Le concept d'imagerie millimétrique active proposé par NHK© [17]

En 1997, Hugues Advanced Electromagnetic Technologies© a mis au point un radar millimétrique [18] qui fournit des images 2D d'une scène à travers un mur. Le radar fonctionne à 50 GHz avec une antenne d'ouverture de 33 cm et un balayage mécanique permettant de scruter un secteur angulaire maximum de  $\pm 30^\circ$  pour obtenir une image.

En 2004, l'Agence suédoise Defence Research Agency « FOI » a développé un système d'imagerie millimétrique active [19] conçu pour visualiser des personnes à travers un mur. Ce système fonctionne à 94 GHz et l'antenne de réception est constituée de 32 récepteurs (réseau d'éléments de 4 antennes en azimuth et 8 antennes en élévation). Le champ de vision (*Field Of View*, *FOV*) est d'environ  $5^\circ$  en azimuth et  $3^\circ$  en élévation.

Récemment, le laboratoire Science & Technology Research (STRL) du Japan's national public broadcaster, NHK©, a développé un système qualifié de « caméra à ondes millimétriques » fonctionnant selon le même principe qu'un radar [17]. Ce système (cf. figure I.3.1) permet de détecter des objets cachés derrière des obstacles tels que la fumée, le brouillard ou même le contreplaqué. Le système émet des ondes millimétriques dans la bande 60 GHz. Ces ondes sont réfléchies par les objets et sont reçues par une antenne à réseau réflecteur à balayage électronique. La fréquence de balayage de ce faisceau est de 2,3 Hz.

À l'heure actuelle, l'image résultante n'est pas de haute résolution, mais la forme et le mouvement d'une personne ou, dans le cas de la démonstration NHK©, d'un mannequin, peut facilement être distingué, comme le montre la figure I.3.2. Selon les auteurs, ce concept serait mieux adapté à des applications de sauvetage plutôt qu'à des applications telle que la sécurité où la haute résolution est une nécessité.



**Figure I.3.2:** Exemple d'une capture d'image d'un mannequin derrière un mur contreplaqué par le système d'imagerie Radar à 60 GHz développé par NHK© [17]

### I.3.1.2 Imagerie holographique

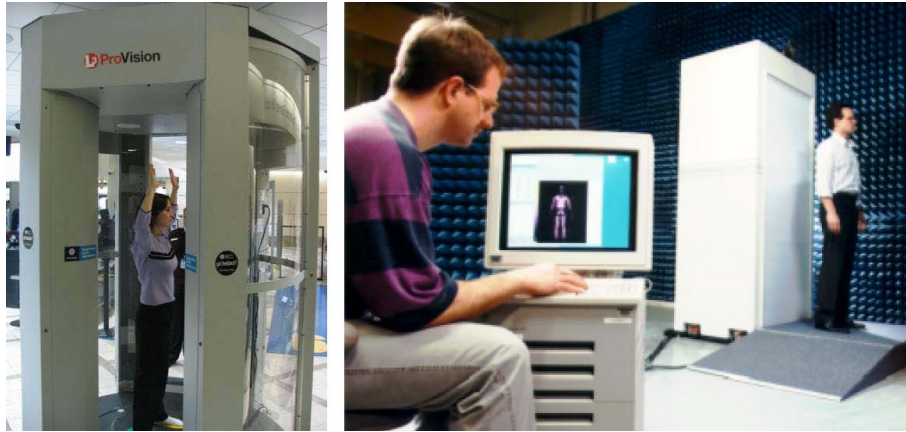
Deux systèmes sont présentés dans cette partie. Le premier développé par PNNL<sup>4</sup> [20] (cf. figure I.3.3) a comme objectif d'inspecter les personnes pour la détection des explosifs ou des armes dissimulées. Le second système est en cours de développement par Rohde & Schwarz© et est basé sur une nouvelle technique appelée « Multistatic Sparse Array » [21]. Ce système actif fonctionne à 75 GHz et est capable de former des images 3D en temps réel de l'objet éclairé.

Le système d'imagerie millimétrique développé par PNNL exploite une large bande passante de 6 GHz (de 27 GHz à 33 GHz) afin d'obtenir des images en trois dimensions [20, 22]. Ce système emploie un éclairage cohérent associé à une détection d'amplitude et de phase du front d'onde réfléchi. Le front d'onde est alors reconstruit mathématiquement pour former une image à trois dimensions. La construction de l'image 3D est nécessaire dans cette application, car le corps humain n'est pas plat. L'approche et l'algorithme de reconstruction sont décrits dans les références [20, 22].

Ce système large bande est composé de 128 antennes constituant un réseau linéaire de 64 éléments en réception (Rx) avec 64 éléments à l'émission (Tx). Le décalage entre les deux réseaux (Tx) et (Rx) est égal à la moitié de la distance inter-éléments comme indiqué sur la figure I.3.4. Les 64 éléments à l'émission sont associés à 9 modules de commutation SP8T. Chaque antenne d'émission émet un signal large bande qui est capturé après sa réflexion par chaque couple d'antennes de réception voisines. Le nombre des échantillons obtenus à la réception à travers l'ouverture est de 127. La largeur de l'ouverture horizontale est de 0,75 m et celle de l'ouverture verticale de l'ordre de 2 m. Cette dernière est obtenue en effectuant un balayage linéaire mécanique. Les données collectées provenant de chaque émetteur et récepteur sont ensuite numérisées avec un convertisseur analogique-numérique (CAN) et transférées à un

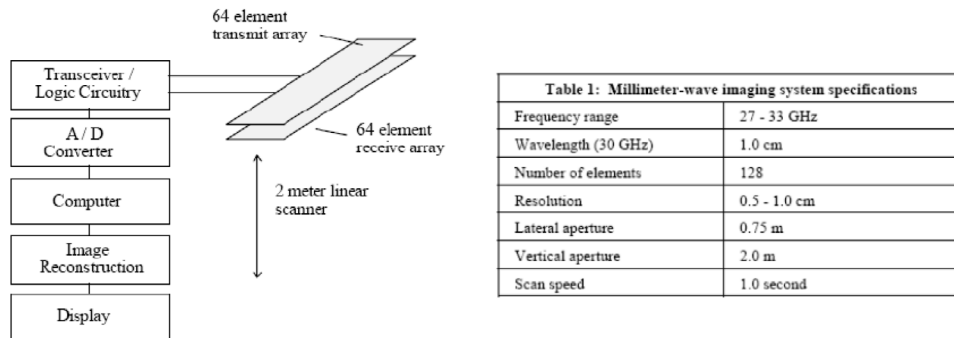
---

4. PNNL : Pacific Northwest National Laboratory



**Figure I.3.3:** Le système d'imagerie active développé par PNNL [20]

ordinateur. Après une collecte totale des données, un algorithme de reconstruction est utilisé pour convertir les données en une image 3D. La figure I.3.5 montre un aperçu des images reconstruites par le système.

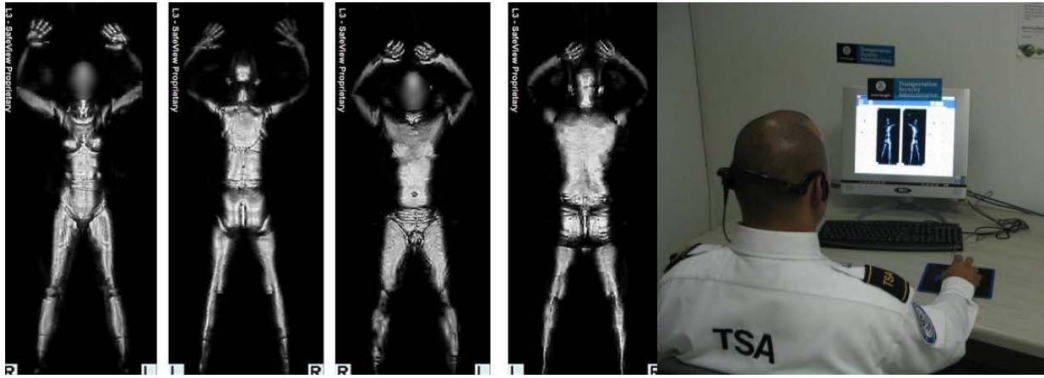


**Figure I.3.4:** Schéma et caractéristiques du système d'imagerie millimétrique active PNNL [20]

Ce système d'imagerie millimétrique active présente beaucoup d'avantages dans une application de détection des objets dissimulés, surtout par la qualité et le temps de formation des images (compris entre 1 et 2 s). L'inconvénient majeur de ce système réside dans son encombrement et la difficulté d'obtenir une image dans le cas où la surface éclairée de la cible est rugueuse.

Le second concept d'imagerie millimétrique active est en cours de développement et est proposé par Rhode & Shwarz [21]. Ce système est basé sur un réseau appelé « Multistatic Sparse Array [24] ». Ce réseau permet une forte réduction du nombre de modules RF, tout en





**Figure I.3.5:** Images 3D d'une personne capturées par le système d'imagerie millimétrique active [23]

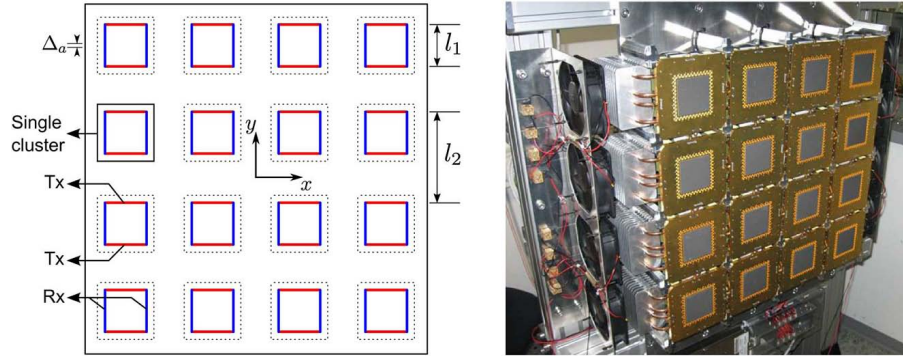
gardant une qualité d'image élevée. Un démonstrateur a été conçu et fonctionne dans la bande de 72 à 80 GHz et permet d'obtenir des images avec une résolution de 2 mm.

Ce système d'imagerie comprend un nombre total de 768 chaînes en réception et 768 chaînes en émission réparties chacune dans 16 *clusters* soit pour chaque *cluster* 48 chaînes de réception et 48 chaînes d'émission. Il faut noter que chaque *cluster* possède 2 chaînes de réception et de transmission de référence. En utilisant une technique numérique de formation de faisceau, un seul émetteur illumine l'objet cible à un instant donné et le front d'onde réfléchi est ensuite échantillonné par tous les récepteurs. Les émetteurs sont activés séquentiellement pour la collecte des données. Cependant, les récepteurs peuvent fonctionner en parallèle. En effet, une distribution par des matrices de commutateurs permet de recueillir les données de 48 chaînes de réception en parallèle [25]. Les données en réception sont collectées pour chaque paire émission-réception et pour chaque fréquence sélectionnée, formant un volume 3-D des données de valeurs complexes.

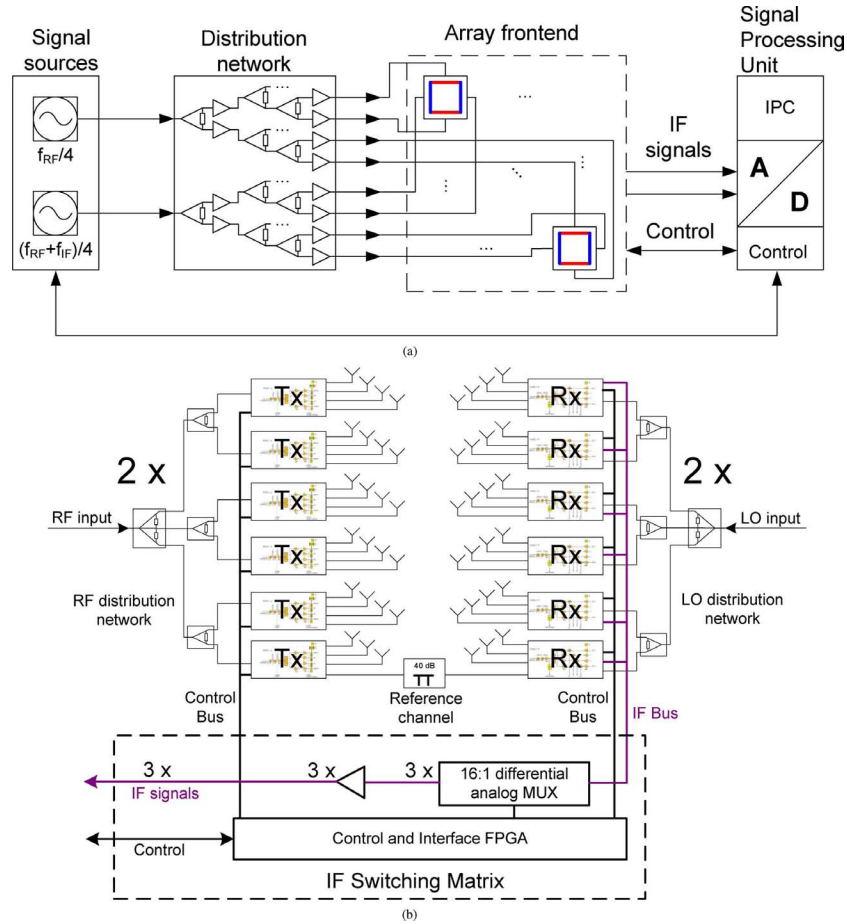
La figure I.3.7 montre le diagramme complet du système d'imagerie. Le réseau proposé est assemblé comme indiqué sur la figure I.3.6. Le temps de mesure obtenu pour un balayage avec 32 pas de fréquences de 72 à 80 GHz est de 157 ms, ce qui en fait un système d'imagerie temps réel.

Ce système d'imagerie a été réalisé pour fonctionner sans déplacement mécanique de l'objet ou du système : il est donc entièrement électronique. Toutefois, le processus d'imagerie suppose une scène statique au cours de la collecte des données. Ainsi, tout mouvement dont l'amplitude est de l'ordre de la longueur d'onde (par exemple la respiration) est suffisant pour produire une image floue. Selon les auteurs, pour les êtres humains, le temps de mesure de quelques centaines de millisecondes est suffisamment rapide pour éviter ce problème.

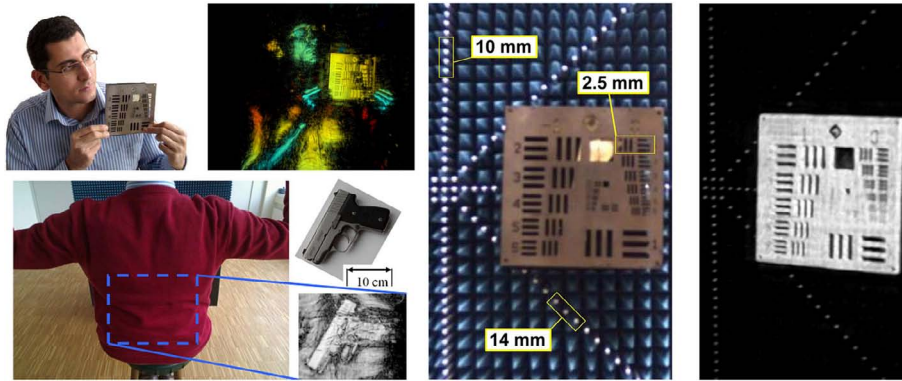
Les zones d'ombres restent un inconvénient majeur pour ce système comme le montre la



**Figure I.3.6:** La géométrie du réseau multistatique avec  $4 \times 4$  clusters. Les lignes horizontales représentent les positions des antennes en émission et les lignes verticales représentent les positions des antennes en réception [21]



**Figure I.3.7:** Le bloc diagramme du système d'imagerie développé par Rhode & Schwarz [21].  
(a) Schéma du système. (b) Schéma du cluster.



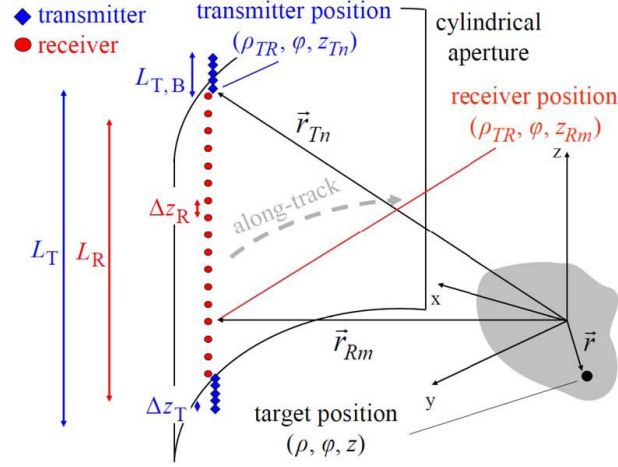
**Figure I.3.8:** Exemples d'images reconstruites avec le système développé par Rhode & Shwarz [21]

figure I.3.8 pour une application devant imager un être humain. En effet, cela est dû à la surface non plane de la personne qui produit des réflexions un peu aléatoires conduisant à un signal très faible en réception. Une solution proposée pour corriger ce problème est de faire tourner mécaniquement la personne [26, 27].

### I.3.1.3 Imagerie SAR dans un contexte MIMO

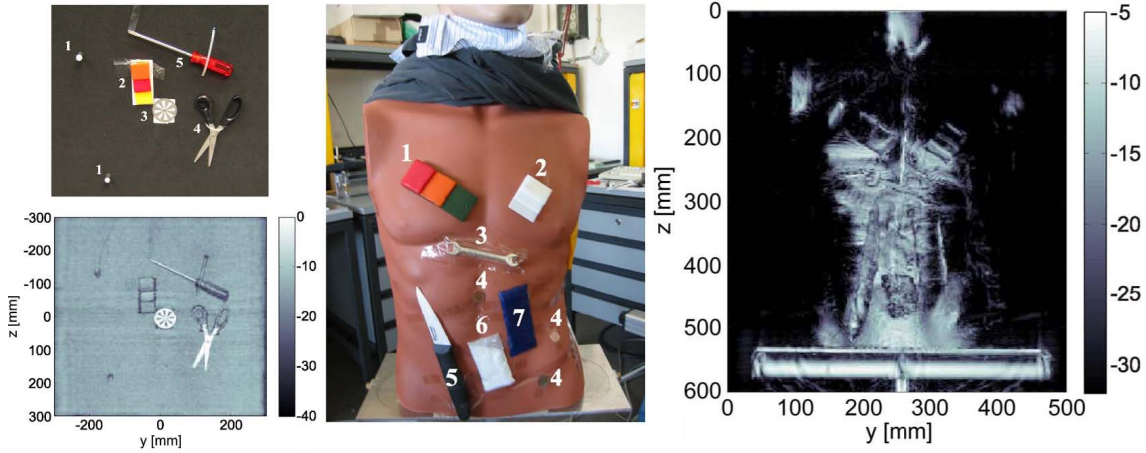
Le concept du radar à synthèse d'ouverture (*Synthetic Aperture Radar, SAR*) est généralement utilisé pour cartographier la surface du sol. Le faisceau du radar est dirigé perpendiculairement à la trajectoire de la plate-forme sur laquelle le radar est installé. La largeur du faisceau de l'antenne est suffisamment grande pour qu'une cible ou aire donnée soit illuminée par un certain nombre d'impulsions. Le nombre d'impulsions d'illumination et l'ensemble des positions de l'antenne pendant l'illumination d'une cible donnée constituent « l'ouverture synthétique » du système. L'imagerie *SAR* est donc une technique plus adaptée à la prise de vue aéroportée. Il demande des traitements de données importants et fournit des images du sol à très haute résolution. En outre, ces images peuvent être complémentaires à celles réalisées dans le visible en indiquant l'état de maturité de cultures, en détectant des mouvements ou des objets sous une couverture végétale [28].

Récemment, une approche équivalente [29, 30, 31] a été introduite dans des applications de sécurité et de surveillance telles que la détection des objets dissimulés sur un individu. En supposant toujours un scénario statique au cours de l'expérimentation, l'utilisation de plusieurs émetteurs et de récepteurs offre la possibilité de parcourir rapidement la scène (cf. figure I.3.9). La reconstruction d'image est effectuée par une combinaison de la formation numérique de faisceau (*Digital Beam Forming, DBF*) et du radar à synthèse d'ouverture (*SAR*), en déplaçant



**Figure I.3.9:** Le concept d'imagerie millimétrique active par la technique de synthèse d'ouverture [29]

un réseau d'émetteurs et de récepteurs. Ce principe d'imagerie est également aussi connu en télédétection sous le nom d'imageur *MIMO* (*Multiple-Input Multiple-Output*).



**Figure I.3.10:** Image millimétrique (75-90 GHz) issue d'un démonstrateur basé sur la technique *SAR* [29]

Pour les applications d'imagerie à courte portée, plusieurs démonstrateurs ont été réalisés pour montrer le potentiel de cette technique. Dans [29], l'image millimétrique (75-90 GHz) illustrée sur la figure I.3.10 est obtenue par cette reconstruction hybride : du *DBF* dans la direction du réseau et du traitement *SAR* dans la direction du déplacement. Un des avantages de ce concept d'imagerie est l'adaptation de l'ouverture à l'objet à mesurer afin d'assurer une meilleure illumination de la cible. Par conséquent, une ouverture cylindrique (figure I.3.9) est

conseillée pour les scanners corporels.

### **1.3.2 Imagerie millimétrique passive**

L'imagerie millimétrique passive PMMW est une méthode de formation d'image par la détection du rayonnement millimétrique naturel provenant d'une scène ce qui permet d'interpréter les différences de température de brillance entre les objets. La température radiométrique d'une scène est basée sur les facteurs suivants : émissions des objets constituant la scène et réflexions du rayonnement par la scène.

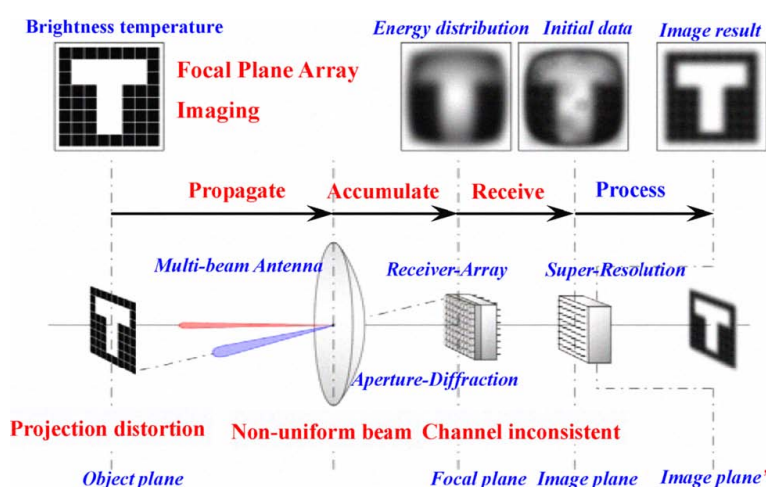
L'imagerie millimétrique passive représente un des sujets d'actualité les plus prometteurs dans le domaine de la sécurité. Les avancées technologiques en bande millimétrique, en particulier les capteurs tels que les antennes millimétriques, les mélangeurs et les détecteurs, permettent un développement rapide des systèmes d'imagerie millimétrique passive. Les domaines d'application présents et futurs sont principalement associés aux infrastructures militaires et civiles. Ceux-ci englobent la surveillance, la navigation et la technologie automobile, ainsi que l'atterrissage des avions et le suivi de la circulation dans le brouillard sur les autoroutes.

La mesure du rayonnement passif d'une scène peut être effectuée par différentes méthodes. Une méthode classique est basée sur l'utilisation d'un radiomètre réalisant la réception du rayonnement radiométrique. Les radiomètres sont utilisés dans plusieurs configurations. La configuration la plus simple est basée sur le fonctionnement du bolomètre [3, 32], dans lequel le rayonnement incident est focalisé sur des détecteurs, provoquant une élévation de température. Cette élévation est ensuite utilisée pour déduire le niveau de puissance incidente. Ensuite, des dispositifs électroniques plus complexes amplifient directement le rayonnement incident et mesurent la puissance du signal résultant [33]. Enfin, des récepteurs utilisent les deux informations d'amplitude et de phase du rayonnement incident et obtiennent des images par traitement interférométrique [34].

Il existe donc de nombreuses techniques pour former l'image. Comme il est décrit précédemment, un seul récepteur peut être suffisant pour balayer la scène et former l'image. La manière dont le rayonnement est capturé par les récepteurs varie selon les systèmes et dépend du type de capteurs. Ces capteurs peuvent être des antennes paraboliques de grandes tailles comme celles utilisées en radioastronomie ou des systèmes quasi-optiques tels que les lentilles diélectriques ou utilisant un balayage mécanique du faisceau. Les méthodes les plus sophistiquées impliquent un balayage électronique du faisceau de l'antenne afin d'illuminer la scène. D'autres techniques sont aussi utilisées pour améliorer la qualité des images telles que les méthodes de synthèse d'ouverture et de superrésolution. Nous nous proposons maintenant de décrire quelques exemples de systèmes d'imagerie millimétrique passive.

### I.3.2.1 Réseau à plan focal (FPA)

Cette technique d'imagerie par réseau à plan focal utilise un réseau d'éléments de détection indépendants placés derrière une lentille ou un réflecteur d'imagerie (cf. figure I.3.11), où chaque élément représente un pixel de l'image. L'inconvénient majeur de ces récepteurs est le coût dû au grand nombre de pixels nécessaires pour la formation de l'image ainsi que de la forte consommation d'énergie et du problème de la dissipation de chaleur associée. Ainsi, récemment, afin de former un système à faible coût, plusieurs démonstrateurs ont été réalisés en combinant des petits réseaux à plan focal avec une procédure de balayage qui permet une acquisition de données en temps quasi réel [35].

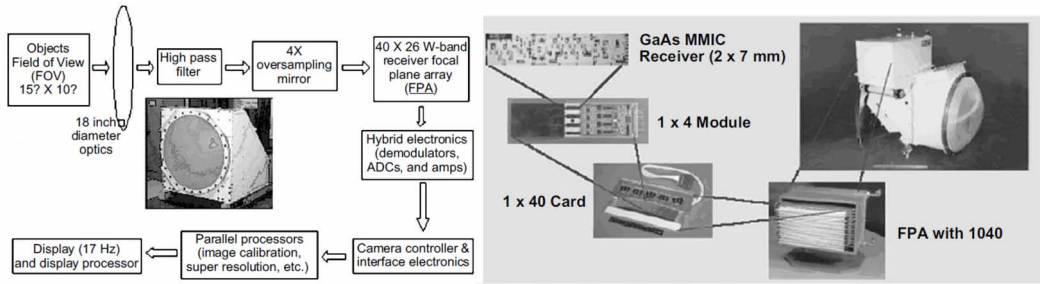


**Figure I.3.11:** Principe d'imagerie millimétrique passive par réseau à plan focal (FPA) [35]

Le premier système PMMW basé sur la détection directe par un réseau à plan focal a été mis au point par TRW©, actuellement NGST© [36, 37, 38]. Le système est capable de générer un affichage en temps réel de la scène capturée à une cadence de 17 Hz. La température minimale détectable est de l'ordre de 2 K à l'entrée de la lentille, et le champ de vision est de 15° en azimut et de 10° en élévation. La fréquence centrale du système a été choisie égale à 89 GHz pour éviter les interférences provenant de radars fonctionnant à 94 GHz, tout en offrant une bande passante de 10 GHz avec une atténuation atmosphérique acceptable. Ce système a été testé avec succès sur plusieurs plateformes (sol, aéroporté et mer).

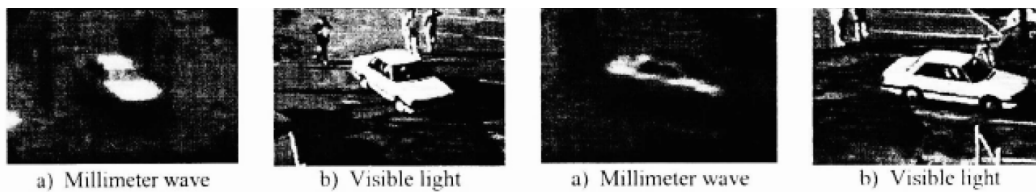
La figure I.3.12 montre le schéma fonctionnel de ce système. Ce dernier utilise une lentille diélectrique pour focaliser le rayonnement millimétrique reçu sur 1040 récepteurs (matrice de 40 colonnes en azimut et 26 lignes en élévation). La résolution angulaire du système est de l'ordre de 0,5°. Afin d'éviter les interférences électromagnétiques de l'environnement, un filtre passe-haut est inséré juste après la lentille. Après ce filtrage, un dispositif de miroir tournant





**Figure I.3.12:** Le système d'imagerie PMMW par réseau à plan focal développé par NGST [38]

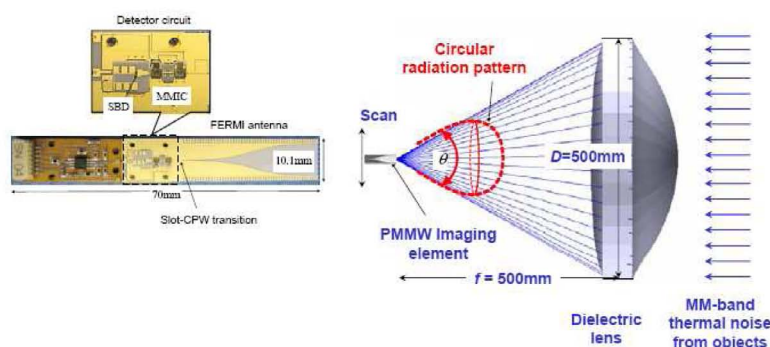
dirige le rayonnement focalisé sur le réseau d'antennes avec un pas de déplacement de  $0,5 \times 0,5$  pixel. Cette technique permet d'effectuer un suréchantillonnage d'un facteur 2 dans le plan en élévation et dans le plan en azimuth, multipliant par quatre le nombre de pixels. Le rayonnement millimétrique capturé par les antennes est ensuite amplifié puis descendu en bande de base par chacune des 1040 puces MMIC. Les 4160 signaux passent ensuite à travers divers traitements électronique (numérisation, démodulation, etc) et d'image afin de reconstruire l'image finale (cf. figure I.3.13). Ces étapes de traitement comprennent l'étalonnage de l'image et l'application d'une technique de superrésolution qui fournit une image d'une résolution meilleure en combinant des images de faible résolution [39].



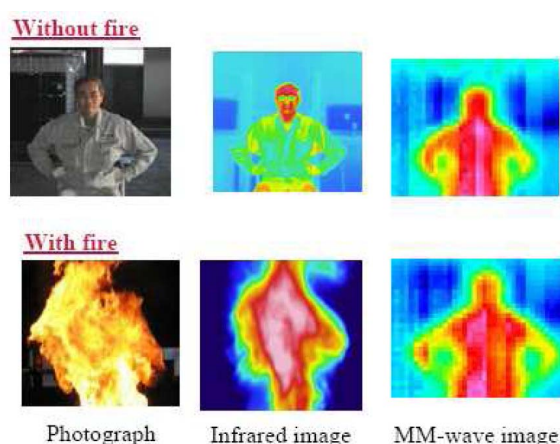
**Figure I.3.13:** Aperçu d'une séquence vidéo capturée par le système NGST [38]

### I.3.2.2 Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage mécanique

Dans ce type de système, le rayonnement incident est focalisé sur le récepteur avec des réflecteurs paraboliques ou des lentilles diélectriques. L'image est ensuite formée soit par un mouvement du détecteur dans un plan focal soit en balayant (mécaniquement ou électroniquement) le faisceau. L'utilité des systèmes mécaniques a été prouvée pour un grand nombre d'applications d'imagerie mais les inconvénients majeurs de ces systèmes résident dans leur grande taille et dans leur vitesse d'acquisition de données lente, compliquant ainsi leurs utilisations dans des applications en temps réel. Quant à une solution équivalente basée sur un balayage électronique, celle-ci reste encore complexe en bande millimétrique.



**Figure I.3.14:** Concept du système d'imagerie directe avec une lentille [40]



**Figure I.3.15:** Comparaison d'images issues d'une caméra optique, d'une caméra infrarouge et d'un système d'imagerie passive à 35 GHz avec une lentille [40]

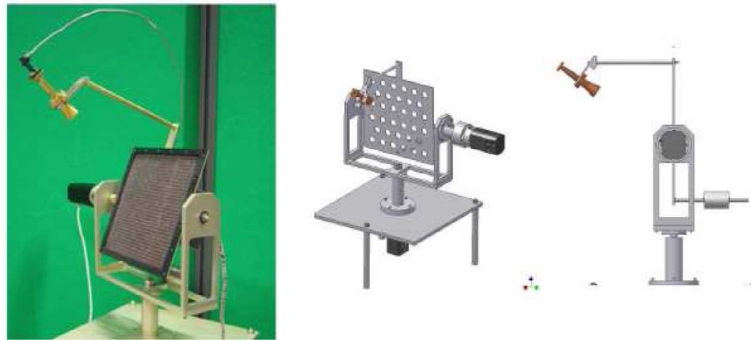
Un exemple de système d'imagerie millimétrique passive à balayage mécanique et fonctionnant à 35 GHz est proposé dans les références [40, 41, 42]. Le système utilise une lentille de grande taille de diamètre de 50 cm qui focalise le rayonnement millimétrique capturé sur un récepteur (voir figure I.3.14). Ce dernier est composé d'une antenne large bande de type TSA (Tapered Slot Antenna) associée à un circuit MMIC large bande [43]. Les amplificateurs à faible bruit « LNA » connectés en série ont un gain total de 40 dB et un facteur de bruit de 4 dB à 35 GHz. La bande passante du système est d'environ 20% s'étalant de 31 GHz à 39 GHz. Le système effectue un balayage mécanique au niveau du récepteur dans le plan perpendiculaire à l'axe de la lentille comme indiqué sur la figure I.3.14. Le pas du balayage est égal à 5 mm et le nombre total des points scannés est égal à 1600 (matrice de 40 points en azimuth par 40 points en élévation). La distance focale est de 50 cm et la distance entre la lentille et l'objet (source) est estimée à 5 m. La figure I.3.15 montre un exemple d'images obtenues par le système pour



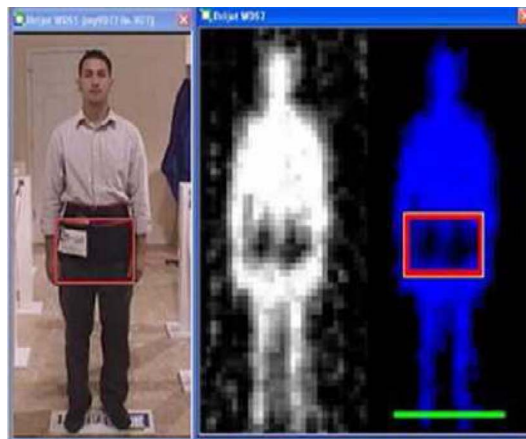
une vision à travers le feu en comparaison avec celles obtenues avec une caméra optique et une caméra infrarouge.

On peut constater que la caméra infrarouge n'est plus sensible au rayonnement du corps humain lorsque se présente un obstacle (ici rideau de chaleur) devant ce corps humain. En revanche, le système d'imagerie millimétrique n'est pas affecté par la présence du feu ce qui démontre l'avantage de l'imagerie millimétrique pour ce genre d'application.

Un autre système basé sur le même principe de balayage mécanique est présenté dans les références [44, 45]. Ce système est composé d'un réseau réflecteur associé à une antenne cornet. Le réseau réflecteur est composé d'une surface réfléchissante d'éléments rayonnants isolés de type patch comme indiqué sur la figure I.3.16. Le cornet utilisé comme source primaire capte le rayonnement incident après réflexion de celui-ci sur le réseau réflecteur. Une analyse détaillée de la conception du réseau réflecteur est présentée dans [44].



**Figure I.3.16:** Concept du système d'imagerie directe par réseau réflecteur [45]



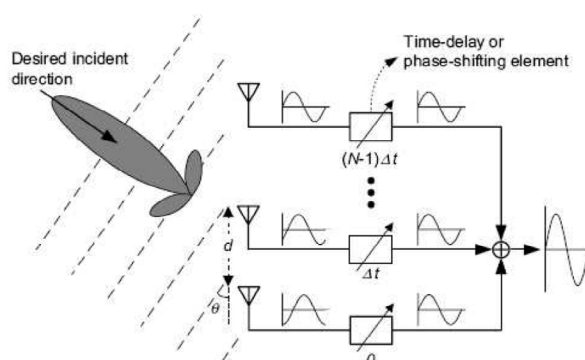
**Figure I.3.17:** Exemple d'une image capturée par le système d'imagerie directe par réseau réflecteur [45]

Le système fonctionne à 35 GHz, avec une bande passante s'étalant de 32 GHz à 37 GHz. La taille du réseau est de 220 mm x 220 mm. L'angle d'ouverture à mi-puissance est d'environ 3°. Pour couvrir toute la scène, le système effectue un balayage mécanique dans les deux plans (élévation et azimut). Le schéma fonctionnel du récepteur est composé d'un amplificateur en série de gain total 50 dB, d'un filtre passe-bande sélectionnant la bande [32 GHz - 37 GHz] et d'un détecteur très large bande réalisé avec une diode Schottky. La température du bruit du système est d'environ 600 K. La figure I.3.17 montre un exemple d'une image capturée par le système pour la détection d'une arme dissimulée. Les avantages du réseau réflecteur résident dans le fait qu'il soit plat et dans son faible coût du fait de la technologie imprimée utilisée. En revanche, la vitesse de formation de l'image est très lente à cause du balayage mécanique. Toutefois, ce balayage mécanique pourrait être remplacé par un balayage électronique.

### I.3.2.3 Imagerie directe par dispositif focalisant : balayage électronique

Le principe de balayage électronique est le plus souvent basé sur un réseau de sources rayonnantes entre lesquelles une loi de phase particulière est appliquée afin de dépointer le diagramme de rayonnement dans la direction souhaitée. En changeant électroniquement cette loi de phase, on peut donc balayer très rapidement la scène à observer. Le balayage électronique peut être obtenu, soit par un réseau d'antennes à commande de phase en utilisant des déphaseurs électroniques (cf. figure I.3.18), soit par une antenne de type leaky-wave ou bien encore en implémentant une matrice du Butler [46]. Le dépointage du faisceau dépend principalement de la fréquence de fonctionnement, de l'espacement et de la loi de phase imposée entre les éléments.

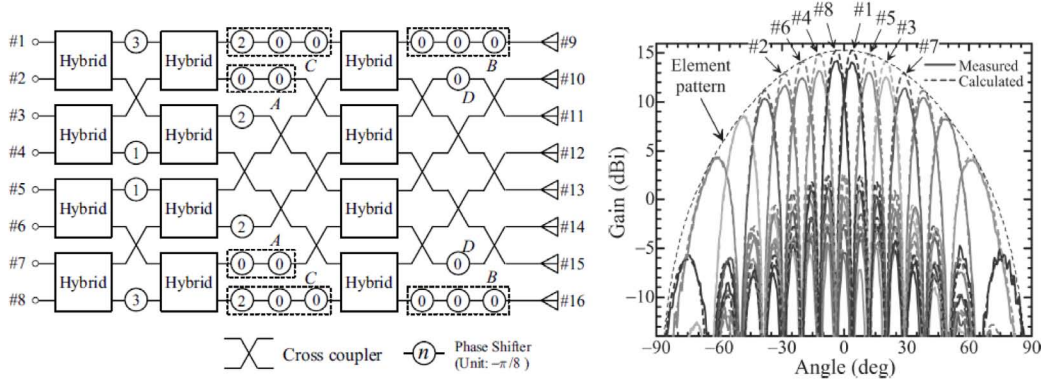
Les références [47, 48] développent en détail les réseaux d'antennes à commande de phase et leurs utilisations dans les opérations de formation de faisceau.



**Figure I.3.18:** La configuration d'un réseau à commande de phase en réception [46]

L'antenne leaky-wave est composée d'une structure guidée soit avec une longue fente soit avec

une série de fentes. Le rayonnement de ces fentes est dépointé dans une direction particulière en fonction de l'espacement des fentes et de la fréquence du rayonnement. Par conséquent, en changeant la fréquence de fonctionnement, le faisceau effectue un balayage de la scène [46].



**Figure I.3.19:** Configuration d'un réseau à 8 éléments excité par une matrice de Butler et son diagramme du rayonnement associé [46]

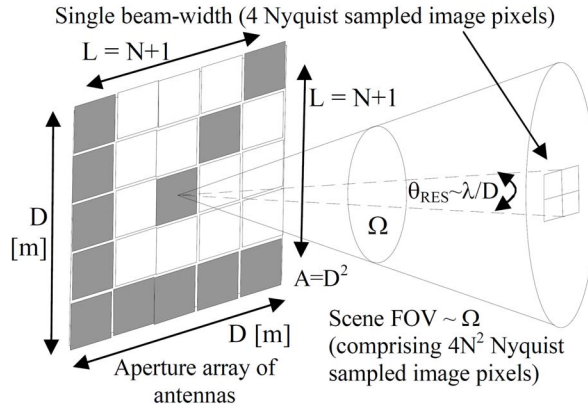
Une antenne multifaisceaux a la capacité de former plusieurs faisceaux dans différentes directions. La matrice de Butler est une des techniques permettant d'obtenir plusieurs faisceaux et ceci en utilisant une technologie microruban [49] donc à faible coût. Ces propriétés sont liées au fait qu'avec un ensemble de circuits passifs (coupleurs, déphaseurs à lignes..), il soit possible d'alimenter un réseau d'éléments et de choisir l'angle de dépointage en fonction du port d'entrée sélectionné comme montré sur la figure I.3.19. Il suffit donc de commuter entre les ports d'entrée pour choisir la direction du faisceau rayonnant.

Si l'approche d'imagerie directe par balayage électronique semble intéressante, elle reste une solution complexe en bande millimétrique et est souvent caractérisée par de fortes pertes dues aux déphaseurs électroniques pour les réseaux à commande de phase ou aux lignes imprimées pour les matrices de Butler. Ceci entraîne donc un rendement faible et une faible sensibilité radiométrique.

### I.3.2.4 Imagerie par synthèse d'ouverture interférométrique

Une autre approche intéressante est celle proposée par des applications de télédétection passive utilisant le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique. Cette approche est très utilisée par la communauté radioastronomique [50, 51] et permet de reconstruire l'image d'une scène caractérisée par sa température de brillance. Cette image représente la répartition spatiale des températures de brillance de chaque point de cette scène et la précision de localisation de ces points est donnée par la résolution obtenue avec la technique de synthèse d'ouverture

interférométrique. Cette approche permet d'obtenir une haute résolution en utilisant un certain nombre de petites ouvertures réparties, plutôt qu'une unique grande ouverture. La résolution dépend principalement de la taille de l'ouverture synthétisée qui est déterminée à partir de la répartition physique des antennes. Par exemple, la figure I.3.20 montre une répartition physique des antennes dans une ouverture rectangulaire qui permet de réduire le nombre des antennes à 50%. Généralement, une répartition en forme Y est suggérée comme la plus efficace dans une ouverture hexagonale [52, 34].



**Figure I.3.20:** Exemple d'une répartition d'antennes dans une ouverture rectangulaire pour l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique [4]

Le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique est basé sur la corrélation  $V(\cdot)$  de signaux liés à la température de brillance. Ces signaux sont reçus par deux antennes relativement distantes entre elles de  $d_x$  et  $d_y$ . La corrélation  $V(d_x, d_y)$  correspond à un échantillon de la fonction de visibilité de la scène  $V$  (qui est aussi appelée la fonction de cohérence spatiale de la scène). Afin d'obtenir une diversité spatiale des mesures, on fait varier l'espacement entre les deux antennes de réception. Cette variation de distance peut se faire mécaniquement ou bien en sélectionnant 2 antennes parmi un réseau quelconque d'antennes. Ainsi, à chaque variation de distance, la température de brillance d'un même point de la scène est vu successivement sous plusieurs angles d'incidence. La reconstruction d'image pour le système d'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique consiste en un ensemble cohérent d'outils mathématiques adaptés à la géométrie de l'ouverture et permettant au final une estimation à deux dimensions de la distribution de température de brillance à partir des mesures interférométriques délivrées par le système [53]. Nous présenterons dans le chapitre suivant les relations fondamentales qui relient la distribution de la température de brillance (inconnue) des sources externes à la fonction visibilité du champ observable.

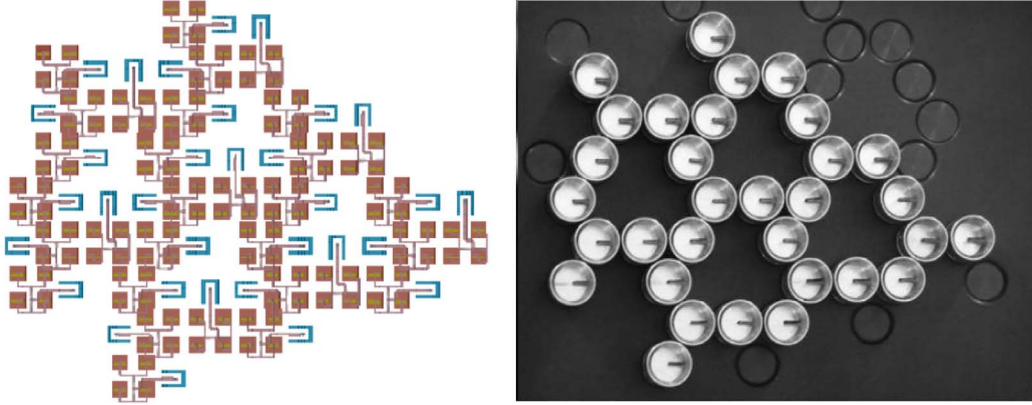


**Figure I.3.21:** Exemples d'applications de la technologie d'imagerie millimétrique passive par la synthèse d'ouverture interférométrique [4]

La synthèse d'ouverture interférométrique permet donc de synthétiser une antenne d'un diamètre égal à la plus grande distance séparant deux antennes élémentaires permettant ainsi de réduire le volume physique du système d'imagerie (élimination des lentilles de focalisation, des miroirs et des scanners mécaniques). De plus, les progrès technologiques réalisés dans la bande millimétrique ainsi qu'en acquisition numérique permettent actuellement d'envisager des solutions d'imagerie par synthèse d'ouverture interférométrique dans la bande millimétrique [54] par l'intermédiaire de systèmes compacts et légers comme ceux imaginés sur la figure I.3.21.

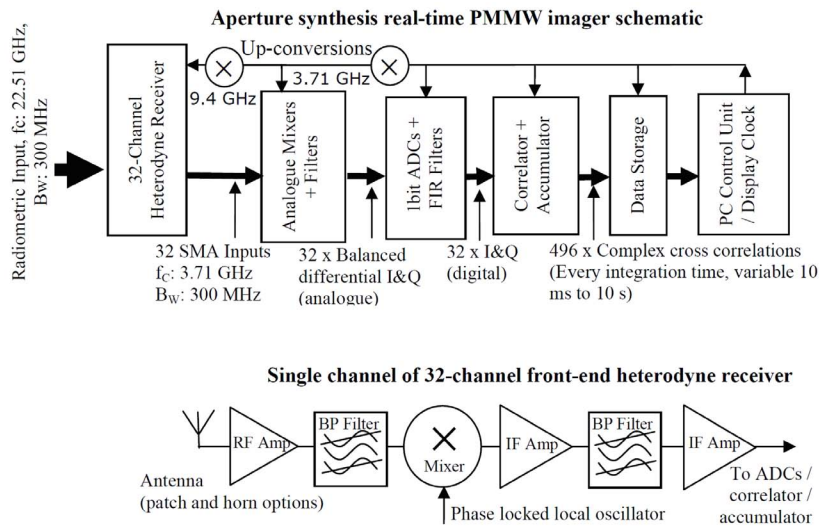
Récemment, le principe de l'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique a été proposé pour une application en bande millimétrique par QinetiQ© [55, 56]. Le plus grand avantage de cette approche est que les distorsions mécaniques et électroniques peuvent être compensées par des opérations numériques. Cet avantage permet de produire des images à haute résolution et à haute sensibilité. Ainsi, le traitement peut s'appliquer aussi bien en champ proche qu'en champ lointain avec un coût raisonnable. Un aperçu du développement du système d'imagerie millimétrique passive par la synthèse d'ouverture interférométrique est présenté dans [55, 57]. Le système est composé d'une ouverture remplie à 34% par 32 récepteurs hétérodynes répartis de façon à avoir un facteur de redondance minimal [58] ce qui revient à synthétiser la plus grande ouverture avec le minimum d'antennes possible. La figure I.3.22 montre la configuration des 32 éléments répartis en maille hexagonale, dans une ouverture de

taille d'environ  $102 \text{ mm} \times 83 \text{ mm}$  et de distance inter-éléments  $0,9 \lambda_0$ . Selon les auteurs, la



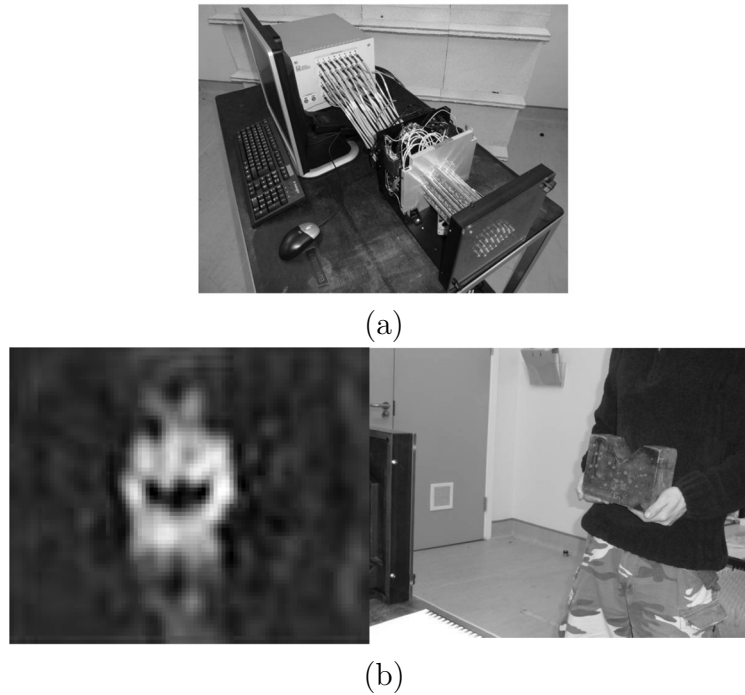
**Figure I.3.22:** Répartition des 32 antennes en maille hexagonale du démonstrateur QinetiQ© [57]

fréquence du système a été choisie suffisamment faible (22 GHz) pour minimiser le coût des composants, mais suffisamment élevée pour que le phénomène d'imagerie puisse être représentatif dans la bande millimétrique. L'architecture des récepteurs hétérodynes utilisés ici est composée par un premier étage avec un mélangeur subharmonique associé à un oscillateur local à 9,4 GHz, suivi par un deuxième étage composé d'un mélangeur associé à un oscillateur local à 3,71 GHz et suivi par un corrélateur et un accumulateur comme l'illustre la figure I.3.23. La température du bruit du système est environ 600 K. Le système a une bande passante de 300



**Figure I.3.23:** La configuration des 32 chaînes de réception du démonstrateur QinetiQ© [57]

MHz ce qui est suffisant pour fournir une sensibilité radiométrique inférieure à 1 K avec un temps d'intégration supérieur à 10 ms.



**Figure I.3.24:** (a) Le système complet d'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique à 22 GHz. (b) Une image d'une personne à une distance de 1.2 m tenant un bloc de bois d'une dimension de  $20 \times 14$  cm [57].

La figure I.3.24 montre le démonstrateur complet à 22 GHz ainsi qu'une image réalisée par le système, d'un homme portant un objet en bois. Pour l'imagerie « Indoor », le contraste du corps humain par rapport au fond de scène est environ de 8 K, en raison de la réflectivité du corps et de la température ambiante élevée. Pour montrer des images de bon contraste, le temps d'intégration du système est de 1 s, ce qui donne une sensibilité mesurée de 435 mK. Comme illustré sur la figure I.3.24, la forme de la tête, le torse et les jambes de la personne sont reconnaissables. La présence du bois dans l'image peut être considérée comme un endroit sombre, donc « radiométriquement froid » par rapport au corps. La résolution angulaire du système est d'environ  $6^\circ$  en considérant un champ de vision (*field of view, FOV*) de  $\pm 40^\circ$ , ce qui correspond à une image de 12 pixels  $\times$  12 pixels. D'autres démonstrateurs de systèmes d'imagerie millimétrique (à 94 GHz et à 183 GHz) utilisant la synthèse d'ouverture par interférométrie ont été conçus [59]. Chacun de ces systèmes contient jusqu'à 10 chaînes de réception, permettant ainsi d'avoir une résolution spatiale de 2 cm pour une distance objet-



système de 2 m ce qui représente une taille de scène de 15 cm  $\times$  15 cm. Toutefois, si l'on souhaite améliorer la résolution d'une image (résolution sub-centimétrique), il est nécessaire d'avoir un plus grand nombre de pixels donc de récepteurs ce qui engendre un flux élevé de données. Ce type de système, prévu à l'horizon 2017 par QinetiQ© [60] doit pouvoir s'intégrer dans des portails de sécurité d'aéroports ou dans des véhicules aériens.

## **I.4 Considérations pour la conception d'un système d'imagerie**

La section précédente a permis de présenter les différents principes de l'imagerie en bande millimétrique, l'importance dans le choix des fréquences utilisées, les caractéristiques des récepteurs et des antennes ainsi que les dispositifs de base nécessaires aux mesures. Il est maintenant nécessaire de comparer les différentes techniques d'imagerie afin de tirer une conclusion quant aux choix de conception de notre système d'imagerie.

### **I.4.1 Imagerie active ou passive ?**

La présentation des différents systèmes de détection permet de mettre en avant la diversité des dispositifs utilisés dans les différents domaines d'applications tels que les applications militaires à courtes ou longues distances, la surveillance, la navigation et la technologie automobile, ainsi que la vision dans des conditions de mauvaise visibilité. Chaque dispositif permet par une méthode de reconstruction plus ou moins complexe d'obtenir une image de la scène observée. La qualité de cette image est liée entre autres à la résolution qui varie suivant les techniques utilisées. La demande de plus en plus grande en systèmes de détection de sécurité dans les aéroports et d'autres lieux publics a créé une forte demande en scanners automatisés en temps réel. Ces systèmes doivent être dotés des caractéristiques suivantes : ne présenter aucun risque pour la santé, générer un nombre réduit de fausses alertes et permettre la détection des armes dissimulées ou des objets dangereux à travers les vêtements. Il paraît clair que le critère lié au risque pour la santé plaide fortement pour l'imagerie passive en bande millimétrique comme choix approprié. Par conséquent, les directions de recherches futures portent sur le développement de ces systèmes passifs et présentant de bonnes performances en termes de qualité d'image, de coût et d'intégrabilité. La réalisation de systèmes en bande millimétrique présente donc un grand défi technologique.

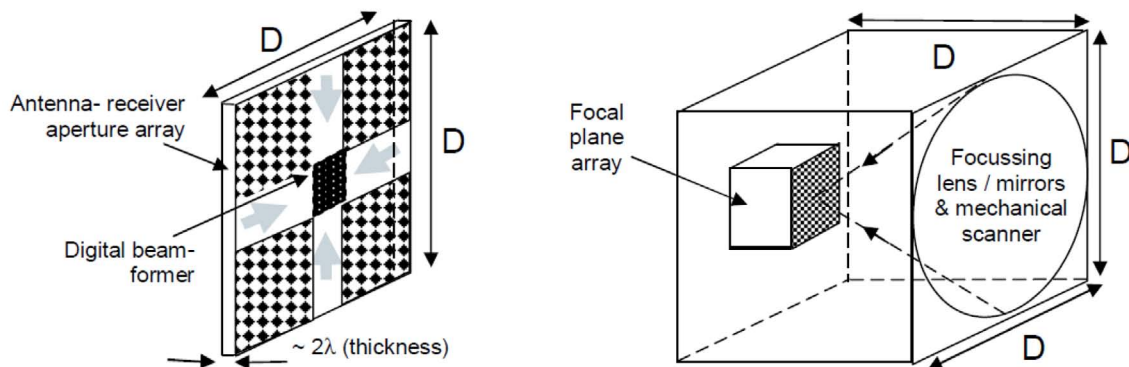


## 1.4.2 Plan focal, détection directe ou synthèse d'ouverture ?

Que ce soit en imagerie passive ou active, on remarque que la technique de synthèse d'ouverture interférométrique est présentée dans de nombreuses applications et qu'elle est très utilisée dans les nouveaux dispositifs d'imagerie particulièrement pour sa haute résolution, son encombrement moindre et son coût plus faible à qualité et précision équivalentes aux autres techniques. Nous avons donc opté pour cette technique afin de réaliser notre système d'imagerie. La suite va permettre de développer notre choix pour la technique de la synthèse d'ouverture dans le cadre de la détection passive en gamme millimétrique.

### 1.4.2.1 Intégrabilité

Un des critères de choix pour un système d'imagerie est son intégrabilité. Dans le domaine de la détection, comme en télécommunication, le composant le plus grand en taille est généralement l'antenne. En bande millimétrique, la taille de l'antenne est relativement petite et peut être intégrée directement avec le récepteur. Ceci est encore plus vrai si on s'intéresse à des antennes dites imprimées, telles que les antennes « Vivaldi » ou encore « patch ». On peut ainsi envisager la conception d'un système peu encombrant. Les dispositifs d'imagerie par un



**Figure I.4.1:** Illustration de la réduction d'encombrement par la synthèse d'ouverture interférométrique [61]

plan focal ou par la détection directe vont être moins complexes, mais plus encombrants du fait qu'il est nécessaire d'utiliser un dispositif focalisant comme les lentilles ou les réflecteurs. Un des avantages de la technique de la synthèse d'ouverture interférométrique est l'intégrabilité du système. En effet, cette technique représente un choix excellent car aucun dispositif focalisant n'est nécessaire, offrant ainsi la possibilité d'une intégration simple et directe par l'utilisation des circuits micro-ondes monolithiques intégrés « MMIC ». En plus, une extension de la technique standard réside dans l'utilisation des réseaux à redondance minimale [58] : au lieu de

synthétiser toute l'ouverture avec un réseau plein, une distribution plus intelligente d'antennes dans l'ouverture est utilisée. De cette façon, une réduction importante du nombre de composants peut être réalisée, offrant plusieurs avantages en terme de facteur d'encombrement, de consommation d'énergie et de coût du système.

#### **I.4.2.2 Résolution spatiale et sensibilité**

La résolution spatiale est un paramètre important dans un système d'imagerie. Par définition, la résolution angulaire ou la résolution spatiale indique la taille du plus petit détail que le système peut distinguer dans la scène observée. Ainsi, la résolution angulaire  $\alpha$  correspondant à la résolution spatiale de la scène est directement liée au diamètre de l'ouverture  $D$  et à la longueur d'onde d'observation  $\lambda$  [3, 12]. Cette résolution représente l'angle d'ouverture à mi-puissance  $\theta_{-3dB}$  de l'ouverture synthétisée :

$$\alpha = \frac{\lambda}{D} \simeq \theta_{-3dB} \quad (\text{radian}) \quad (\text{I.4.1})$$

La température de brillance mesurée à un instant donné est donc la température moyenne dans une zone dont l'angle est défini par la formule (I.4.1). Dans le cas de l'imagerie par la détection directe, la résolution spatiale est limitée par le diamètre physique  $D_{phy}$  de l'antenne. En revanche, la technique de la synthèse d'ouverture interférométrique permet de surmonter cette limitation, car elle permet de synthétiser une ouverture d'un diamètre  $D > D_{phy}$ . Ce diamètre  $D$  est égal à la plus grande distance séparant deux antennes élémentaires.

Dans le développement des systèmes d'imagerie, il est très important de considérer différents facteurs qui influencent la performance. Or, un système d'imagerie passive est basé sur la mesure du rayonnement incident qui est sous forme de bruit lié à la température de brillance des objets. Ce dernier qui est qualifié du signal utile s'ajoute au bruit interne du récepteur. En considérant cet aspect, il devient clair qu'un des paramètres clés dans un récepteur est sa sensibilité. Cette sensibilité est définie comme la plus petite fluctuation de rayonnement incident détectable par le système. La valeur de sensibilité est donnée en Kelvin et est améliorée avec :

- l'augmentation de la bande passante du système car la puissance de bruit incident donc de signal utile, augmente,
- la diminution du facteur de bruit de récepteur car cela correspond à une réduction du bruit interne du système,
- l'augmentation du temps d'intégration car la puissance du bruit interne moyennée diminue.

La formule standard de la sensibilité radiométrique  $\Delta T$  d'un système d'imagerie est alors

donnée par [12, 55] :

$$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B_{RF}\tau_{int/pixel}}} \quad (\text{kelvin}) \quad (\text{I.4.2})$$

où  $T_{sys}$  est la température du bruit interne du système,  $B_{RF}$  est la bande passante et  $\tau_{int/pixel}$  représente le temps d'intégration par pixel. Pour un système d'imagerie par la détection directe ou par la synthèse d'ouverture interférométrique, la sensibilité radiométrique ne dépend pas uniquement des paramètres détaillés dans (I.4.2) mais aussi du nombre  $N_c$  de récepteurs élémentaires, de la zone de couverture totale  $\Omega_{FOV}$  et du diamètre d'ouverture synthétisée  $D$ . Les sensibilités d'un système d'imagerie par la détection directe  $\Delta T_M$  et par la synthèse d'ouverture  $\Delta T_{syn}$  sont données par [55] :

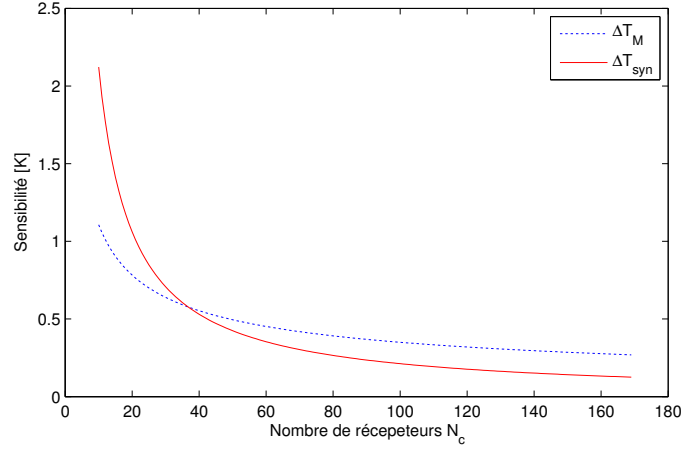
$$\Delta T_M = 2 \frac{T_{sys}}{\sqrt{B_{RF}\tau_{int}}} \left( \frac{D}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{\Omega_{FOV}}{N_c}} \quad (\text{kelvin}) \quad (\text{I.4.3})$$

$$\Delta T_{syn} = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B_{RF}\tau_{int}}} \left( \frac{D}{\lambda} \right)^2 \left( \frac{\Omega_{FOV}}{N_c} \right) \quad (\text{kelvin}) \quad (\text{I.4.4})$$

où  $\tau_{int}$  représente le temps d'intégration pour toute l'image. On remarque que la sensibilité est inversement proportionnelle à la résolution du système (I.4.1), ce qui signifie que cette dernière ne peut pas être améliorée sans dégrader la sensibilité radiométrique, sauf si on utilise un nombre important  $N_c$  de récepteurs élémentaires.

Les sensibilités théoriques des systèmes à détection directe et à synthèse d'ouverture interférométrique en fonction du nombre de récepteurs sont illustrées sur la figure I.4.2, à partir des expressions (I.4.3) et (I.4.4) et avec les paramètres suivants : le taux d'image par seconde est de 25 Hz soit  $\tau_{int} = 40$  ms, la température du bruit du récepteur est de 300 K, la température d'antenne est de 200 K, la fréquence centrale est de 35 GHz avec une bande passante de 300 MHz, la zone de couverture totale  $\Omega_{FOV}$  est de l'ordre de  $\pm 30^\circ$  et l'ouverture considérée ici est de l'ordre de  $0,01 \text{ m}^2$  ( $D = 10 \text{ cm}$ ).

On remarque que l'amélioration de la sensibilité avec le nombre de récepteurs est donc plus importante dans le cas d'un système d'imagerie par la synthèse d'ouverture. Il est possible de diminuer le nombre de récepteurs (c'est-à-dire le coût) tout en gardant une sensibilité comparable à celle d'une ouverture entièrement remplie en effectuant un remplissage optimal autour de 30% [55, 62]. Cette considération doit être prise en compte lors de la conception du système afin que le coût et les attentes en performances soient satisfaits.



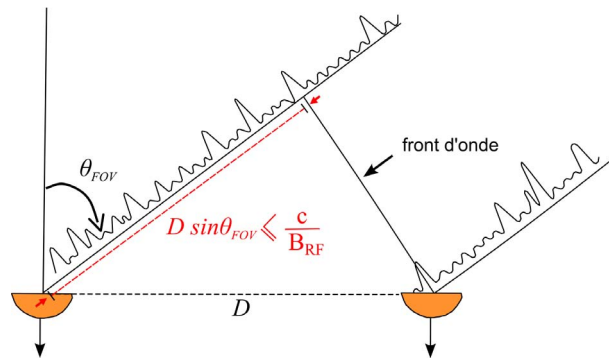
**Figure I.4.2:** Comparaison théorique de la sensibilité d'un système d'imagerie par la détection directe et par la synthèse d'ouverture interférométrique en fonction du nombre de récepteurs.

#### I.4.2.3 Limitation de la bande passante

L'application de la synthèse d'ouverture interférométrique dans un système d'imagerie passive a une limitation par rapport à la bande passante. En effet, cette limitation existe parce que la largeur de la bande passante des antennes limite la longueur de cohérence temporelle du rayonnement incident défini par  $l = c/B_{RF}$ . En dehors de cette longueur  $l$ , les signaux reçus ne seront pas cohérents. La limitation de la bande passante est alors donnée par la relation suivante [48] :

$$B_{RF} \leq \frac{c}{D \sin \theta_{FOV}} \quad (I.4.5)$$

où  $c$  est la vitesse de lumière,  $D$  est le diamètre de l'ouverture et  $\theta_{FOV}$  est l'angle de la zone totale de couverture dans le demi-axe (cf. figure I.4.3) . Par exemple, la bande passante est limitée à 4,6 GHz pour un diamètre de 10 cm et un champ de vision de  $\pm 30^\circ$ . Si on souhaite une bande passante plus large afin d'augmenter la sensibilité radiométrique du système, la réduction de l'angle du champ de vision ou de la taille de l'ouverture est nécessaire. Cette possibilité n'est pas privilégiée pour l'imagerie millimétrique car elle induit à une dégradation de la résolution spatiale. Par ailleurs, une large bande passante n'est pas recommandée pour la technique de la synthèse d'ouverture interférométrique à cause des fluctuations affectant la mesure liée aux instabilités des composants RF des récepteurs [52, 62]. Ainsi, une bande passante allant jusqu'à 1 GHz est suffisante pour fournir une sensibilité radiométrique inférieure à 500 mK.



**Figure I.4.3:** Illustration de limitation de la bande passante par le champ de vision

#### I.4.2.4 Vitesse d'acquisition d'images

L'acquisition d'une image millimétrique peut être effectuée à différentes vitesses. La méthode la plus simple, mais aussi la plus lente, consiste à effectuer une détection directe par balayage mécanique de la scène. En considérant un temps d'intégration de 40 ms par pixel et une image de taille  $64 \times 64$  pixels, le temps total d'obtention de l'image est donc de plus de 2 mn.

Le réseau à plan focal emploie un grand nombre d'éléments de détection entièrement indépendants pour lequel il est possible de considérer qu'un pixel est équivalent à un récepteur dans le plan focal d'une lentille ou d'un réflecteur. L'acquisition en temps réel est donc possible mais exige de gérer un flux de données très important lié au nombre de détecteurs pour une ouverture rayonnante de taille donnée.

La synthèse d'ouverture interférométrique représente une autre possibilité pour l'acquisition d'une image en temps réel. En effet, pour la même taille d'ouverture rayonnante, il sera possible de minimiser le nombre de récepteurs et donc de faciliter la gestion des données.

## I.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté différentes techniques employées dans les applications de l'imagerie en bande millimétrique. Les possibilités sont multiples quant au choix de la technique à mettre en œuvre pour développer un système d'imagerie pour des applications visant la sécurité des personnes. Les systèmes d'imagerie nécessitent un compromis entre différents critères : le coût, l'encombrement et les performances. Chaque dispositif permet par une méthode de reconstruction plus ou moins complexe d'obtenir une image de la scène observée dont la résolution et la qualité varient en fonction de la méthode utilisée. Un dispositif actif est plus performant, mais plus encombrant et complexe du fait qu'il est nécessaire d'utiliser un émetteur et un récepteur. De plus, un système actif émet de l'énergie électromagnétique pour laquelle il est difficile de quantifier l'effet sur le corps humain. Il est donc préférable de s'orienter vers un système d'imagerie passive afin d'assurer un fonctionnement inoffensif sur ce corps humain.

Parmi les instruments passifs, il est démontré que les systèmes à détection directe par balayage mécanique sont actuellement rentables en terme de coût mais souffrent d'une vitesse d'acquisition lente et d'un volume de système important. Compte tenu de l'évolution technologique récente, la synthèse d'ouverture interférométrique est considérée comme une perspective pour le développement des systèmes d'imagerie millimétrique passive. On a montré que la technique de synthèse d'ouverture interférométrique est utilisée dans de nombreuses applications et en particulier dans les nouveaux dispositifs d'imagerie. L'intérêt de cette technique est sa haute résolution, sa capacité en temps réel, son faible encombrement et son coût plus faible à qualité et précision équivalente à un système à détection directe. Nous avons donc opté pour cette technique afin de réaliser notre système d'imagerie.

Par conséquent, en optant pour cette technique de détection, il faut bien noter l'importance de la fréquence de fonctionnement sur le système. En premier lieu, ce critère dépend des disponibilités au sein du laboratoire. L'IETR possède divers instruments permettant de caractériser et mesurer les composants d'un système fonctionnant jusqu'à 110 GHz. En second lieu, en évitant le problème d'une conception complexe du système, le choix de la bande de fréquence de fonctionnement est dicté par la plus grande disponibilité des composants sur le marché. Ainsi, la bande Ku possède un réel avantage grâce aux applications de radiodiffusion. Cette bande peut servir, dans un premier temps, à la réalisation d'un prototype à fréquence limitée afin d'analyser et d'optimiser le système. Par la suite, une montée en fréquence sera envisagée (35 GHz).

Pour réaliser un dispositif d'imagerie par la technique de la synthèse d'ouverture interférométrique, un seul récepteur ne suffit pas. Il faut donc développer un système basé sur une

architecture multi-chaînes ce qui induit un coût de réalisation proportionnel au nombre de chaînes de réception. L'état de l'art montre que ce type d'architecture reste l'inconvénient majeur associé à cette technique. Il est donc intéressant d'y apporter une contribution afin d'améliorer ce point.

Par conséquent, ce manuscrit présente le travail effectué en trois étapes majeures. En premier lieu, la validation du concept de l'imagerie passive par la technique de la synthèse d'ouverture est présentée. Cette étape a été effectuée en réalisant un prototype en bande Ku. Ensuite, nous présentons une nouvelle architecture du système basée sur la diminution du nombre de récepteurs. Enfin, nous proposons l'intégration de cette nouvelle contribution dans un démonstrateur d'imagerie complet.

La deuxième partie du manuscrit est consacrée donc à la validation du concept de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique ainsi que la technique de reconstruction d'image associée.

# Chapitre II

## Modélisation et validation du principe de la synthèse d'ouverture

### Sommaire

---

II.1	Introduction . . . . .	45
II.2	Principes fondamentaux de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture . . . .	45
II.2.1	Condition d'incohérence . . . . .	46
II.2.2	Fréquences temporelles - Fréquences spatiales . . . . .	47
II.2.3	Relation fondamentale entre les visibilités et la température de brillance d'une scène . . . . .	48
II.2.3.1	Cas d'un système parfait . . . . .	49
II.2.3.2	Cas d'un système réel . . . . .	50
II.3	Reconstruction d'image : la méthode d'inversion . . . . .	51
II.3.1	La matrice de modélisation du système G . . . . .	51
II.3.2	Analyse du problème d'inversion . . . . .	53
II.3.2.1	Régularisation à norme minimale . . . . .	53
II.3.2.2	Régularisation au sens de Tikhonov . . . . .	54
II.3.2.3	Régularisation à bande passante limitée . . . . .	54



II.4	Modélisation du principe de la synthèse d'ouverture . . . . .	55
II.4.1	Réalisation d'un modèle de simulation . . . . .	55
II.4.1.1	Module de la scène . . . . .	55
II.4.1.2	Module du réseau d'antennes . . . . .	57
II.4.1.3	Module de réception . . . . .	57
II.4.1.4	Module du traitement . . . . .	58
II.4.2	Reconstruction d'image avec des données simulées . . . . .	59
II.5	Validation expérimentale . . . . .	62
II.5.1	Description du schéma du système . . . . .	63
II.5.2	Procédure de l'imagerie unidimensionnelle . . . . .	64
II.5.3	Comparaison des résultats de simulation et de mesure . . . . .	65
II.5.4	Analyse et discussion . . . . .	67
II.6	Conclusion . . . . .	69

---

## II.1 Introduction

Ce chapitre est divisé en trois parties. La première partie présente de façon détaillée le concept d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Ceci est un complément de ce qui a été présenté dans le premier chapitre concernant le principe et les performances de cette technique. Cette partie est également dédiée à la reconstruction de l'image à partir des données fournies par un système. Le problème qui se pose est celui de retrouver, à partir des températures de brillance des objets constituant une scène, l'image de cette scène observée à partir d'un nombre fini de récepteurs en tenant compte des caractéristiques du système (diagramme de rayonnement des antennes, chaîne de réception, bande passante, etc.). Dans le cas de systèmes réels, la reconstruction de l'image nécessite tout d'abord la mise en oeuvre d'une matrice «  $G$  » qui caractérise le système global puis l'inversion de cette matrice. Ces aspects sont donc également introduits dans cette première partie.

La deuxième partie de ce chapitre est consacrée à la mise en oeuvre d'un simulateur d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture permettant de modéliser la scène à imager, l'antenne et les modules de réceptions utilisés. Le travail effectué montre que la simulation est très utile pour l'étape dédiée à la conception d'un système d'imagerie à deux dimensions.

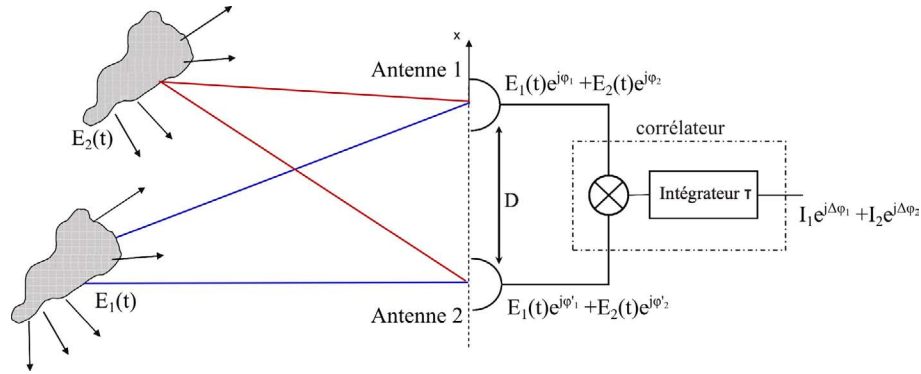
Enfin, dans la troisième partie, un prototype en bande Ku est réalisé afin de valider le concept d'imagerie par la synthèse d'ouverture. Ce prototype qualifié de bas coût ne contient que deux chaînes de réception, et permet de réaliser une image unidimensionnelle d'une source d'illumination dont la position est inconnue. Cette expérience préliminaire a conduit à une étude concernant l'impact du fond de scène sur la qualité de l'image reconstruite.

## II.2 Principes fondamentaux de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture

La scène à imager est constituée de sources de rayonnement multiples qui doivent être détectées pour reconstruire l'image globale. Dans cette section, nous expliquons tout d'abord la notion d'incohérence entre sources, avant d'introduire la notion de fréquence spatiale, paramètre fondamental dans les systèmes d'imagerie par synthèse d'ouverture. Nous présentons ensuite la relation fondamentale qui relie la distribution de température de brillance (qui constitue l'image) des sources à la fonction de "visibilité" qui correspond à la corrélation des signaux issus d'antennes différentes.

## II.2.1 Condition d'incohérence

Observées autour d'une fréquence donnée, des sources de rayonnement sont dites incohérentes si leurs phases relatives (et éventuellement leurs amplitudes) varient rapidement pendant la durée d'une mesure. Cette situation se rencontre fréquemment dans la nature pour le cas des sources indépendantes, c'est notamment le cas en radioastronomie pour le rayonnement des étoiles et autres radiosources. C'est aussi le cas en radiométrie où le rayonnement naturel des objets est à l'origine de son incohérence.



**Figure II.2.1:** Illustration de la corrélation de deux sources incohérentes.

Considérons deux sources  $E_1$  et  $E_2$  qui rayonnent dans des directions de vecteurs unitaires  $\hat{u}_1$  et  $\hat{u}_2$ , d'amplitudes complexes variables dans le temps (cf. figure II.2.1) et caractérisées par des fonctions aléatoires stationnaires centrées (bruit blanc gaussien de moyenne temporelle nulle) comme définit par les équations (II.2.1) et (II.2.2) :

$$E_1 = E(\hat{u}_1, t) \quad E_2 = E(\hat{u}_2, t) \quad (\text{II.2.1})$$

$$[E_1] = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau E_1(\hat{u}_1, t) dt = 0 \quad [E_2] = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau E_2(\hat{u}_2, t) dt = 0 \quad (\text{II.2.2})$$

Ces sources sont dites incohérentes si, pour  $\hat{u}_1 \neq \hat{u}_2$ , le produit de corrélation (espérance au sens des probabilités) est nul (équation (II.2.3)) :

$$[E_1 \overline{E_2}] = \lim_{\tau \rightarrow +\infty} \frac{1}{\tau} \int_0^\tau E_1(\hat{u}_1, t) \overline{E_2(\hat{u}_2, t)} dt = 0 \quad (\text{II.2.3})$$

En pratique, il suffit d'intégrer sur une durée (temps d'intégration  $\tau$ ) grande pour que ce produit de corrélation tende vers zéro si les sources sont incohérentes. Le produit d'autocorrélation

définit quant à lui l'intensité du signal, c'est à dire la corrélation d'un signal par lui-même :

$$I_1 = [|E_1|^2] \quad I_2 = [|E_2|^2] \quad (\text{II.2.4})$$

La corrélation des signaux reçus par deux antennes (cf. figure II.2.1) est donnée par la relation suivante si les sources sont incohérentes :

$$(E_1 e^{j\phi_1} + E_2 e^{j\phi_2}) \overline{(E_1 e^{j\phi'_1} + E_2 e^{j\phi'_2})} = I_1 e^{j\Delta\phi_1} + I_2 e^{j\Delta\phi_2} \quad (\text{II.2.5})$$

Les sources doivent donc être incohérentes pour qu'il soit possible de les dissocier par l'intermédiaire de la corrélation des signaux émis par ces sources.

## II.2.2 Fréquences temporelles - Fréquences spatiales

Pour un signal temporel quelconque, la transformée de Fourier permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. Cette notion de domaine transformé (domaine temporel et domaine fréquentiel) se retrouve de la même manière entre le domaine spatial et le domaine des fréquences spatiales. Cette notion est très utilisée dans le domaine de la télédétection lors du traitement du signal pour obtenir des images 2D définies dans un repère spatial (axe azimut et axe distance pour des images radar par exemple). La relation entre une image  $T(x, y)$  dans le domaine spatial et sa transformée de Fourier  $\hat{T}(k_x, k_y)$  est donnée par la relation générale (II.2.6) :

$$T(x, y) \xrightleftharpoons[FT_{2D}^{-1}]{FT_{2D}} \hat{T}(k_x, k_y) \quad (\text{II.2.6})$$

où  $k_x$  et  $k_y$  sont respectivement les variables correspondant à  $x$  et  $y$  dans le domaine transformé (domaine obtenu par l'intermédiaire de la transformée de Fourier). Ces variables  $k_x$  et  $k_y$  représentent la décomposition du vecteur d'onde spatial défini par  $\vec{k} = 2\pi/\lambda$  qui désigne la direction de la propagation de l'onde dans l'espace. Nous rappelons que  $\lambda$  correspond à la longueur d'onde du rayonnement considéré. Dans la littérature spécialisée pour l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique, ces variables sont remplacées par les cosinus directeurs  $(\xi, \eta)$  pour définir le domaine spatial, et par les fréquences spatiales normalisées  $(u_\lambda, v_\lambda)$  pour définir le domaine fréquentiel.

La transformée de Fourier spatiale 1-D et son inverse sont définies par les relations (II.2.7) et (II.2.8) :

$$\hat{T}(u_\lambda) = \int \frac{T(\xi)}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{-j2\pi u_\lambda \xi} d\xi = FT_{1D} \{T(\xi)\} \quad (\text{II.2.7})$$

$$T(\xi) = \int \frac{\hat{T}(u_\lambda)}{\sqrt{1-\xi^2}} e^{j2\pi u_\lambda \xi} du_\lambda = FT_{1D}^{-1} \{\hat{T}(u_\lambda)\} \quad (\text{II.2.8})$$

La transformée de Fourier spatiale 2-D et son inverse sont définies par les relations (II.2.9) et (II.2.10) :

$$\hat{T}(u_\lambda, v_\lambda) = \iint \frac{T(\xi, \eta)}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} e^{-j2\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta)} d\xi d\eta = FT_{2D} \{T(\xi, \eta)\} \quad (\text{II.2.9})$$

$$T(\xi, \eta) = \iint \frac{\hat{T}(u_\lambda, v_\lambda)}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} e^{j2\pi(u_\lambda \xi + v_\lambda \eta)} du_\lambda dv_\lambda = FT_{2D}^{-1} \{\hat{T}(u_\lambda, v_\lambda)\} \quad (\text{II.2.10})$$

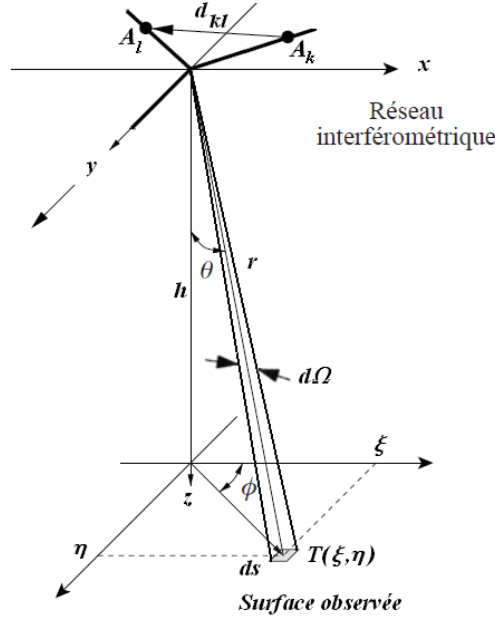
avec :  $(\xi, \eta) = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi)$  et  $(u_\lambda, v_\lambda) = \left(\frac{x_1-x_2}{\lambda}, \frac{y_1-y_2}{\lambda}\right)$ , où  $(\theta, \phi)$  représentent les coordonnées spatiales dans un repère sphérique, et  $(x_1, y_1)$  et  $(x_2, y_2)$  sont les coordonnées de deux antennes dans l'espace (voir figure II.2.2). Pour  $u_\lambda$  et  $v_\lambda$ , on parle alors de « fréquence spatiale normalisée » correspondant au rapport de la distance entre deux antennes par rapport à la longueur d'onde.

### II.2.3 Relation fondamentale entre les visibilitées et la température de brillance d'une scène

Dans les années 1930, le théorème de Van Cittert-Zernike [63] démontre que la corrélation des signaux reçus par deux antennes fournit un degré de cohérence spatiale « visibilité » de la scène observée à la fréquence spatiale déterminée par la distance entre les antennes. En faisant varier la distance D entre deux antennes, on peut acquérir suffisamment de mesures de la cohérence spatiale de la scène pour en restituer une image en deux dimensions.

Le principe d'un système d'imagerie à synthèse d'ouverture interférométrique est illustré sur la figure II.2.2. En mesurant la corrélation des signaux reçus par deux antennes  $A_k$  et  $A_l$  observant la même scène, on accède à un échantillonnage de la fonction de visibilité notée  $V(u_{kl}, v_{kl})$  pour la fréquence spatiale  $(u_{kl}, v_{kl})$ , associée au couple d'antennes  $A_k$  et  $A_l$  et définit par la relation (V.2.1) :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) = \frac{1}{k_B \sqrt{B_k B_l G_k G_l}} \frac{1}{2} [S_k(t) \overline{S_l(t)}] \quad (\text{II.2.11})$$



**Figure II.2.2:** Système de coordonnées utilisé pour l'imagerie à synthèse d'ouverture interférométrique. Le vecteur  $d_{kl} = (u_{kl}, v_{kl})$  est la fréquence spatiale entre les deux antennes  $A_k$  et  $A_l$ . Les composantes  $\xi$  et  $\eta$  sont les cosinus directeurs de la direction d'observation,  $\theta$  et  $\phi$  sont les coordonnées sphériques.

où il est possible de décrire les différentes grandeurs utilisées dans cette relation :

- $G_k$  et  $G_l$  sont les gains associés aux chaînes de réception  $k$  et  $l$ .
- $B_k$  et  $B_l$  sont les bandes passantes associées aux chaînes de réception  $k$  et  $l$ .
- $(u_{kl}, v_{kl}) = \left( \frac{x_k - x_l}{\lambda}, \frac{y_k - y_l}{\lambda} \right)$  est la fréquence spatiale associée au couple d'antennes  $A_k$  et  $A_l$
- $S_k(t)$  et  $S_l(t)$  sont les signaux complexes reçus par les antennes  $A_k$  et  $A_l$ .

Les signaux reçus étant affectés par les bruits internes des récepteurs et la durée d'intégration étant nécessairement finie, la mesure ne représente qu'une estimation de la fonction de visibilité.

### II.2.3.1 Cas d'un système parfait

La démonstration présentée dans [50, 51], qui dans un premier temps ne fait pas intervenir les caractéristiques du système (gain des antennes, bande passante, etc) permet d'établir, pour un couple d'antennes, la relation (II.2.12) reliant la distribution spatiale de la température de brillance  $T_B$  à la valeur du degré de cohérence spatiale (la fonction de visibilité)  $V(u_{kl}, v_{kl})$  :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) \propto \int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_B(\theta, \phi) e^{j2\pi(u_{kl} \sin\theta \cos\phi + v_{kl} \sin\theta \sin\phi)} \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{II.2.12})$$

La relation (II.2.12) peut aussi être exprimée en fonction des cosinus directeurs  $(\xi, \eta) = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi)$  :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) \propto \iint_{\xi^2 + \eta^2 \leq 1} \frac{T_B(\xi, \eta)}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} e^{-j2\pi(u_{kl}\xi + v_{kl}\eta)} d\xi d\eta \quad (\text{II.2.13})$$

La relation (II.2.13) indique donc que, dans le cas d'un système parfait, la fonction de visibilité  $V(u_{kl}, v_{kl})$  est la transformation de Fourier de la température de brillance observée  $T_B(\xi, \eta)$ . Ceci permet de reconstruire l'image de la distribution de la température de brillance par :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) \xrightarrow[\overleftarrow{FT_{2D}}]{FT_{2D}^{-1}} T_B(\xi, \eta) \quad (\text{II.2.14})$$

Il est donc nécessaire de disposer d'un nombre suffisant d'échantillons de la fonction de visibilité afin de restituer intégralement l'image de la scène par l'intermédiaire de la température de brillance  $T_B$ . Il faut donc disposer de plusieurs configurations de positions d'antennes. Ceci est possible en déplaçant les antennes mécaniquement les unes par rapport aux autres ou bien en utilisant un réseau d'antennes approprié qui permet de fournir une matrice de visibilité complexes en nombre suffisant pour reproduire une image fidèle de la scène observée.

### II.2.3.2 Cas d'un système réel

Dès lors qu'un système réaliste est considéré, il est naturel d'introduire dans la relation précédente (II.2.13) une pondération de la température de brillance par les diagrammes de rayonnement normalisés des antennes considérées. La relation entre la fonction de visibilité et la température de brillance est alors donnée par la relation (II.2.15) [64] :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) = \frac{1}{\sqrt{\Omega_k \Omega_l}} \iint_{\xi^2 + \eta^2 \leq 1} \frac{T_B(\xi, \eta) - T_r}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} F_k(\xi, \eta) \overline{F_l(\xi, \eta)} \tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) e^{-j2\pi(u_{kl}\xi + v_{kl}\eta)} d\xi d\eta \quad (\text{II.2.15})$$

où :

- $F_k(\xi, \eta)$  et  $F_l(\xi, \eta)$  représentent respectivement les diagrammes de rayonnement normalisés du champ E (amplitude et phase) des antennes  $A_k$  et  $A_l$ ,
- $\Omega_k$  et  $\Omega_l$  sont les angles solides associés aux diagrammes de rayonnement  $F_k$  et  $F_l$ ,
- $T_r$  est la température physique des récepteurs,
- $k_B$  est la constante de Boltzmann,
- $\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta)$  est la fonction de la dé-corrélation spatiale entre les deux chaînes de réception

due à la bande passante non nulle. Cette fonction est définie par :

$$\tilde{r}_{kl}(\xi, \eta) = \frac{1}{\sqrt{B_k B_l}} \int_{f_0 - \frac{B}{2}}^{f_0 + \frac{B}{2}} H_k(f - f_0) \overline{H_l(f - f_0)} e^{j2\pi \frac{f}{f_0} (u_{kl}\xi + v_{kl}\eta)} df$$

où  $H_k(f)$  et  $H_l(f)$  sont ici les fonctions de transfert des filtres passe-bande des récepteurs.

Les effets de cette fonction sont négligeables dans le cas où la bande passante est très petite par rapport à la fréquence centrale d'observation  $\left(\frac{B}{f_0} \ll 1\right)$  [65].

Il existe une extension de la relation II.2.15 qui tient compte de la polarisation du champ incident. Cette extension est décrite en détail dans la référence [66].

## II.3 Reconstruction d'image : la méthode d'inversion

Dans cette section, le problème auquel on s'intéresse est celui de retrouver la distribution de température de brillance d'une scène observée à partir d'un nombre fini de visibilités complexes plus ou moins bruitées. Comme le problème direct est modélisé par la formule (II.2.15), le problème inverse associé ne présente pas de solution évidente. Le but de l'inversion est donc de restaurer la température de brillance au plus haut niveau de résolution à partir des visibilités complexes fournies par un système réel d'imagerie à synthèse d'ouverture. Bien évidemment, cela doit être fait en tenant compte de toutes les caractéristiques disponibles à savoir le diagramme des antennes, la bande passante, etc.

### II.3.1 La matrice de modélisation du système G

Dans le cas d'un instrument réel, la formule (II.2.15) n'est pas uniquement une transformation de Fourier entre les visibilités complexes  $V(u_{kl}, v_{kl})$  et la température de brillance  $T_B(\xi, \eta)$ . En raison des dimensions limitées d'un dispositif interférométrique et du nombre fini d'antennes élémentaires utilisées, les fréquences spatiales échantillonnées sont bien évidemment limitées. Par conséquent, le problème direct décrit par l'équation (II.2.15), est traduit sous forme discrète. Dans une telle situation, une méthode existe qui consiste à modéliser le système complet sous forme d'une matrice, nommée matrice de modélisation G [67]. Cette matrice inclut toutes les caractéristiques et les imperfections matérielles du système.

La matrice de modélisation est l'opérateur G de l'espace de la température de brillance (qu'on va appeler espace d'objet E) vers celui des visibilités (espace de données F) et qui traduit la relation de base (II.2.15) entre les visibilités complexes et la distribution de la température de



brillance de la scène observée :

$$\begin{aligned} E &\longrightarrow F \\ T &\longrightarrow V = GT \end{aligned} \quad (\text{II.3.1})$$

Ainsi, pour chaque fréquence spatiale  $q = (u_{kl}, v_{kl})$  associée à une paire d'antennes  $A_k$  et  $A_l$ , et pour chaque point de la scène observée  $p = (\xi_p, \eta_p)$ , on a :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_q \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(1,1) & \cdots & \cdots & \cdots & G(1,p) & \cdots & \cdots & G(1,M) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G(q,1) & \cdots & \cdots & \cdots & G(q,p) & \cdots & \cdots & G(q,M) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G(N,1) & \cdots & \cdots & \cdots & G(N,p) & \cdots & \cdots & G(N,M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ T_p \\ \vdots \\ \vdots \\ T_M \end{bmatrix}$$

où  $G(q, p)$  est obtenu en utilisant la relation (II.2.12) et on a :

$$G(q, p) = \frac{F_k(\xi_p, \eta_p) \overline{F_l(\xi_p, \eta_p)}}{\sqrt{1 - \xi_p^2 - \eta_p^2}} \tilde{r}_{kl}(\xi_p, \eta_p) e^{-j2\pi(u_{kl}\xi_p + v_{kl}\eta_p)} \delta_\zeta \delta_\eta \quad (\text{II.3.2})$$

Le principe de construction de cette matrice est alors simple : il s'agit de calculer la contribution aux visibilitées de chacun des pixels composant la température de brillance. On parcourt donc tout l'espace d'objet E en simulant une impulsion unité sur le pixel courant,  $T_B(\xi_p, \eta_p) = 1$ , la température étant nulle ailleurs. Pour chaque visibilité  $V_q$  nous connaissons la fréquence spatiale associée  $(u_{kl}, v_{kl})$  et les récepteurs  $A_k$  et  $A_l$  concernés, cela permet d'insérer les calibrages nécessaires dans la matrice G.

La matrice adjointe de G (aussi appelée matrice transconjuguée) joue le rôle de fonction de transfert des visibilitées et donne la répartition de la température de brillance incidente sur l'ouverture. Elle est définie par  $G^*$  :

$$\begin{aligned} F &\longrightarrow E \\ V &\longrightarrow \hat{T} = G^*V \end{aligned} \quad (\text{II.3.3})$$

La matrice de modélisation G joue un rôle important dans la reconstruction d'image. En effet, comme on l'a remarqué précédemment, les imperfections affectant les visibilitées complexes mesurées sont prises en compte par une modélisation du comportement de chaque voie de réception. On choisit ainsi de compenser les erreurs en les intégrant dans cette matrice.

La mise en oeuvre de la reconstruction d'image nécessite la définition d'un cadre mathéma-

tique, cadre tant géométrique, à travers la définition des grilles d'échantillonnage, qu'algébrique, à travers la définition des espaces et des opérateurs clés. L'annexe 1 détaille plus cet aspect.

### II.3.2 Analyse du problème d'inversion

Le but de l'inversion est de restaurer la température de brillance au plus haut niveau de résolution, à partir des visibilitées complexes mesurées à l'aide d'un système modélisé par la matrice  $G$ . Soit le système linéaire suivant :

$$V = GT \quad (\text{II.3.4})$$

La dimension de l'espace d'objet  $E$  est plus grande que celle de l'espace des données  $F$ , puisque le nombre de pixels inconnus est supérieur au nombre de visibilitées mesurées. La cause physique de cette « perte d'information » trouve sa source dans une caractéristique importante des systèmes imageurs à synthèse d'ouverture : ce sont des systèmes à « bande passante limitée ». Leurs dimensions limitées ne permettent d'avoir accès qu'à un nombre limité de visibilitées et non pas à l'ensemble formant le domaine de données  $F$ . Le système linéaire est donc sous-déterminé et il en résulte une multitude de solutions pour  $T$ .

Pour régulariser ce problème, de nombreuses approches existent consistant à déterminer une solution unique et stable. Parmi ces approches, trois sont abordées et comparées dans [68]. Nous les présentons brièvement.

#### II.3.2.1 Régularisation à norme minimale

La première approche consiste à déterminer parmi les solutions du problème (II.3.4), la solution à norme minimale en résolvant le problème d'optimisation avec contrainte :

$$\min_{T \in E} \|V - GT\|_F^2 \quad (\text{II.3.5})$$

La solution de (II.3.5) est l'inverse généralisé de More-Penrose [68] de la matrice de modélisation  $G$  :

$$\hat{T} = G^+ V \quad \text{avec } G^+ = G^* (GG^*)^{-1} \quad (\text{II.3.6})$$

où  $G^*$  est l'adjoint de  $G$ . Par ailleurs, cette approche nécessite que la matrice  $G$  soit de rang plein, pour que l'inverse de  $GG^*$  soit possible. Cela correspond au fait que toutes les lignes de la matrice  $G$  soient linéairement indépendantes.

### II.3.2.2 Régularisation au sens de Tikhonov

Une deuxième approche consiste à minimiser le problème d'optimisation avec contrainte au sens de Tikhonov [68] :

$$\min_{T \in E} \|V - GT\|_F^2 + \mu \|T\|^2 \quad (\text{II.3.7})$$

où  $\mu$  est un paramètre pondérant l'importance accordée à la minimisation de la norme de la solution. Il existe alors une valeur optimale de  $\mu$  pour laquelle un compromis optimal est atteint. La solution est :

$$\hat{T} = G_\mu^+ V \quad \text{avec } G_\mu^+ = (GG^* + \mu I)^{-1} G^* \quad (\text{II.3.8})$$

L'inconvénient de cette approche numérique est la régularisation paramétrique, car la détermination de la valeur optimale du paramètre  $\mu$  peut soulever certaines difficultés [68, 69].

### II.3.2.3 Régularisation à bande passante limitée

En raison de la perte de données du fait des dimensions limitées de l'instrument, il est nécessaire d'introduire une information a priori pour compenser cette perte irréversible. Une telle information ne peut bien évidemment pas être issue des données elles-mêmes, mais doit au contraire exprimer des caractéristiques physiques de l'instrument. Dans ce contexte, il est donc naturel de prendre en compte la limite de la résolution angulaire du système à synthèse d'ouverture. Une approche consiste à trouver une solution de  $T$  en respectant cette condition [68]. Cette solution dite à bande passante limitée résout le problème d'optimisation sous contraintes suivant :

$$\begin{cases} \min_{T \in E} \|V - GT\|_F^2 \\ (I_E - P_H)T = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3.9})$$

où  $P_H$  est l'opérateur de la projection de  $E$  sur le sous-espace  $\epsilon$  (espace de dimension égale aux nombres de visibilité mesurées) . La solution unique du problème s'écrit donc :

$$\hat{T} = U^* Z A^+ V \quad \text{avec } \begin{cases} A = GU^* Z \\ A^+ = (A^* A)^{-1} A^* \end{cases}$$

où  $A^+$  est l'inverse généralisé de More-Penrose de  $A$ ,  $U$  désigne l'opérateur de transformation de Fourier, et  $Z$  l'opérateur « zero-padding » au-delà de la couverture des fréquences spatiales (Annexe 1). Selon plusieurs études [70, 71], la méthode à bande passante limitée offre de

nombreux avantages en termes de stabilité et de propagation d'erreurs au cours du processus de reconstruction. Pour ces raisons, nous choisissons cette méthode d'inversion dans la suite de notre étude.

## II.4 Modélisation du principe de la synthèse d'ouverture

Nous consacrons maintenant cette partie de chapitre à la mise en oeuvre d'un simulateur d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Ce simulateur est utilisé pour la description des visibilitées et pour la modélisation de l'instrument dans le cadre de la reconstruction d'image utilisant la matrice  $G$ . Il est bien entendu possible de considérer les paramètres réalistes d'un instrument donné, de façon à étudier l'impact des erreurs instrumentales sur le processus de reconstruction.

Pour se rapprocher de la réalité, ce simulateur développé sous Matlab est basé pour la simulation des visibilitées, sur une modélisation de la scène qui prend en compte tout le rayonnement observé, et sur une modélisation du système (modélisation des gains d'antennes, des fonctions de transfert des récepteurs, simulation des produits de corrélations, facteur de bruit, etc). Les paragraphes suivants présentent les différentes étapes et modules du simulateur. Des exemples de simulation de différentes scènes sont ensuite présentés.

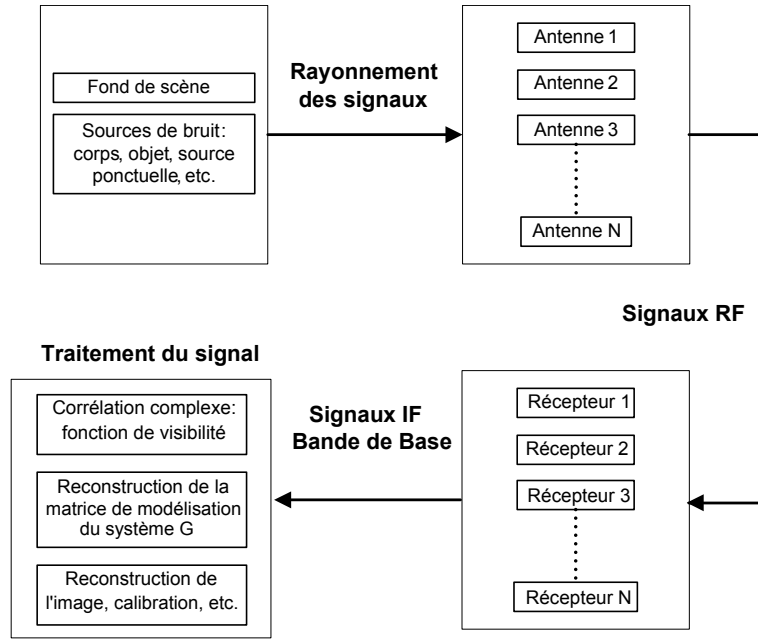
### II.4.1 Réalisation d'un modèle de simulation

Le processus de simulation est divisé en 4 modules comme illustré sur la figure II.4.1 : module de la scène, module du réseau d'antennes, module de réception et module du traitement du signal.

#### II.4.1.1 Module de la scène

Le module de la scène simule les signaux du rayonnement émis par toute la surface observée, source ponctuelle ou autres objets, qui sont ensuite atténués lors de la propagation entre la scène et les antennes. Afin de modéliser numériquement cette scène, l'espace des cosinus directeurs  $(\xi, \eta)$  est donc divisé en  $M \times N$  cellules de pas fixe  $\delta\xi$  et  $\delta\eta$ . La température de brillance de la scène est donc discrétisée en  $M \times N$  valeurs et est notée  $T_B(\xi_m, \eta_n)$ .

Soit  $b(\xi_m, \eta_n, t)$  le signal complexe émis par un élément de surface dans la direction  $(\xi_m, \eta_n)$ , ce dernier est représenté comme un bruit blanc de moyenne temporelle nulle et de densité spectrale de puissance par unité de surface et d'angle solide  $L(f, T, \xi_m, \eta_n)$ . Cette grandeur, proportionnelle à la température de brillance de l'élément de surface concerné, est définie par



**Figure II.4.1:** Schéma du processus de la simulation réalisée sous Matlab

la relation (II.4.1) :

$$L(f, T, \xi_m, \eta_n) = \frac{2k_B T_B(\xi_m, \eta_n) f^2}{c^2} \quad [W.m^{-2}.Hz^{-1}.sr^{-1}] \quad (II.4.1)$$

Si on considère que la surface élémentaire  $ds$  de cet élément décrit sur la figure II.2.2 s'exprime avec

$$ds = r^2 d\Omega = r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi = r^2 \frac{\delta\xi\delta\eta}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} \quad (II.4.2)$$

et que la bande du système est décrite avec  $B$ , alors la densité de puissance du signal émis par unité d'angle solide s'exprime avec :

$$[|b(\xi_m, \eta_n, t)|^2] = \frac{2k_B B T_B(\xi_m, \eta_n) f^2}{c^2} r^2 \frac{\delta\xi\delta\eta}{\sqrt{1-\xi^2-\eta^2}} \quad [W.sr^{-1}] \quad (II.4.3)$$

L'espace de la scène peut être modélisé avec différentes méthodes. La solution la plus complexe est de modéliser un environnement 3D où chaque objet est caractérisé par ses propriétés radiatives dans les trois dimensions de l'espace. Pour simplifier cette modélisation, on a choisi de ne représenter que la surface dans le champ de vision des antennes. Cette surface est alors une image où chaque pixel représente une surface élémentaire définie par ses propriétés radiatives en deux dimensions spatiales.

### II.4.1.2 Module du réseau d'antennes

Chaque antenne  $A_k$  reçoit le signal complexe rayonné par chaque élément surfacique de la scène  $b(\xi_m, \eta_n, t)$  avec un retard qui dépend de la position de l'antenne. Soit une antenne  $A_k$  de coordonnées  $(x_k, y_k)$ , et de diagramme de rayonnement complexe normalisé en champ électrique  $F_k(\xi, \eta)$ ,  $\Omega_k$  est l'angle solide équivalent de cette antenne. La surface effective de l'antenne  $A_k^{eff}(\xi_m, \eta_n, \lambda)$  dans la direction  $(\xi_m, \eta_n)$  est définie par :

$$A_k^{eff}(\xi_m, \eta_n, \lambda) = \frac{\lambda^2}{\Omega_k} |F_k(\xi_m, \eta_n)|^2 \quad (\text{II.4.4})$$

et en utilisant l'expression (II.4.2) décrivant la surface élémentaire  $ds$  à une distance  $r$ , on peut décrire l'angle solide  $\Omega_k$  intercepté par l'antenne de réception avec :

$$\Omega_k = \iint |F_k(\xi, \eta)|^2 d\Omega \simeq \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{|F_k(\xi_m, \eta_n)|^2}{\sqrt{1 - \xi_m^2 - \eta_n^2}} \delta_\xi \delta_\eta \quad (\text{II.4.5})$$

Le signal reçu au terminal de l'antenne  $A_k$  peut être écrit d'après la relation (II.4.6) :

$$e_k(\xi_m, \eta_n, t) = b(\xi_m, \eta_n, t) \sqrt{A_k^{eff}(\xi_m, \eta_n, \lambda)} \frac{e^{-j2\pi f \frac{r_k}{c}}}{r_k} \quad (\text{II.4.6})$$

où  $r_k$  est la distance entre l'antenne et l'objet de la scène dans la direction  $(\xi_m, \eta_n)$ . Le signal reçu par chaque antenne issu de la surface de la scène est donc la somme des signaux reçus de chaque surface élémentaire localisée dans l'espace. On obtient donc la relation (II.4.7) :

$$e_k(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N e_k(\xi_m, \eta_n, t) \quad (\text{II.4.7})$$

Lors de la simulation, chaque antenne peut être caractérisée par son propre diagramme de rayonnement et qui est obtenu soit à partir de mesures, ou bien de formules théoriques ou encore issu de simulations par le biais d'un logiciel de simulation électromagnétique. Les signaux reçus par les antennes sont ensuite envoyés aux modules de réception.

### II.4.1.3 Module de réception

Le module de réception simule l'ensemble des fonctions de la chaîne de réception (amplification, filtrage, mélange, etc.). Ce module convertit les signaux RF reçus par les antennes en signaux complexes en bande de base. Les chaînes de réceptions sont caractérisés par leur réponse en fréquence et par leur température de bruit équivalente. Dans des conditions idéales, la réponse en fréquence peut être modélisée comme une réponse rectangulaire. Mais dans la

pratique, la forme peut être irrégulière. Le processus de simulation de la chaîne de réception est donc détaillé comme suit :

- Génération du bruit interne de chaque récepteur  $n_{rec}(t)$  et qui est considéré comme un bruit blanc de moyenne nulle et de puissance égale à  $[k_B T_{rec} B]$ , où  $T_{rec}$  est la température du bruit du récepteur,  $k_B$  est la constante de Boltzmann et  $B$  est la bande passante du système. Le signal à l'entrée du récepteur est donc donné par la relation (II.4.8) :

$$e_k^{rec}(t) = e_k(t) + n_{rec}(t) \quad (\text{II.4.8})$$

- Détermination de la fonction de transfert de la chaîne de réception. Il y a deux possibilités : soit elle est exprimée en temporel  $h_{rec}(t)$  (réponse impulsionnelle) ou en fréquentiel  $H_{rec}(f)$ . Le signal en bande de base du récepteur est donc exprimé par la relation (II.4.9) :

$$s_k(t) = e_k^{rec}(t) \star h_{rec}(t) = IFT \{ FT \{ e_k^{rec}(t) \} \times H_{rec}(f) \} \quad (\text{II.4.9})$$

où  $\star$  désigne le produit de convolution et  $FT \{ \}$  et  $IFT \{ \}$  représentent respectivement la transformation de Fourier et son inverse. Les composantes en phase et en quadrature de phase du signal sont données par la relation (II.4.10) :

$$s_k^I(t) = \Re \{ s_k(t) \} \quad s_k^Q(t) = \Im \{ s_k(t) \} \quad (\text{II.4.10})$$

#### II.4.1.4 Module du traitement

Le module de traitement implémente deux opérations : le calcul de la fonction de visibilité par la corrélation complexe des signaux reçus et la reconstruction de l'image de la température de brillance. Pour chaque fréquence spatiale  $q \equiv (u_{kl}, v_{kl})$  associée au couple d'antennes  $A_k$  et  $A_l$ , on calcule la valeur de visibilité  $V(u_{kl}, v_{kl})$  par la corrélation des signaux complexes  $s_k(t)$  et  $s_l(t)$  reçus par les récepteurs  $k$  et  $l$  :

$$V(u_{kl}, v_{kl}) = \frac{1}{k_B \sqrt{B_k B_l G_k G_l}} \left( \left[ s_k^I(t) s_l^I(t) \right] + j \left[ s_k^Q(t) s_l^I(t) \right] \right) \quad (\text{II.4.11})$$

La fonction de visibilité est une fonction dite à symétrie hermitienne, c'est-à-dire que la moitié de ses valeurs ne sont pas calculées, mais remplacées par leurs valeurs conjuguées :

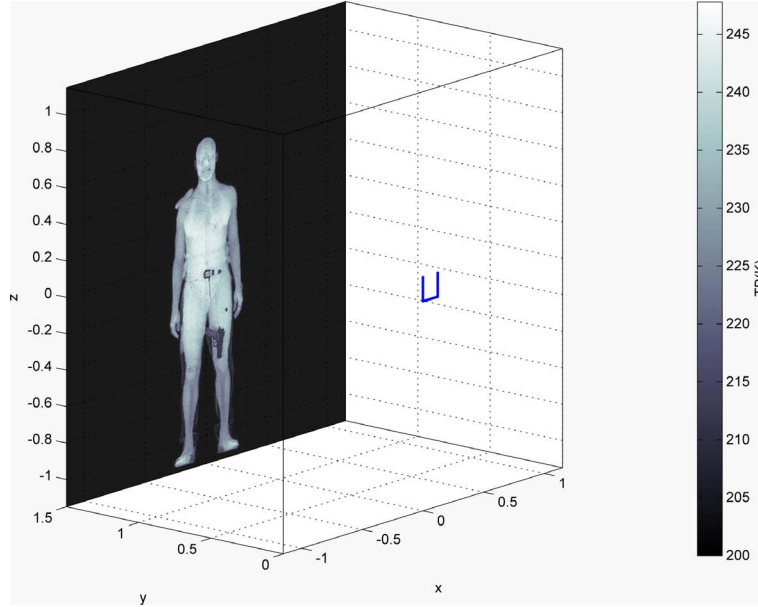
$$V(-q) = \overline{V(q)} \iff \begin{cases} V(-u_{kl}, -v_{kl}) &= \overline{V(u_{kl}, v_{kl})} \\ V(u_{kl}, -v_{kl}) &= \overline{V(-u_{kl}, v_{kl})} \end{cases} \quad (\text{II.4.12})$$

Pour la reconstruction de la température de brillance, deux types d'algorithmes peuvent être appliqués. L'un est l'inverse de la transformée de Fourier discrète et est appliqué dans

le cas d'un instrument idéal, et l'autre est basé sur la méthode d'inversion par la matrice de modélisation  $G$  dans le cas d'un système réel.

### II.4.2 Reconstruction d'image avec des données simulées

Des simulations numériques ont été réalisées pour un réseau d'antennes en forme de « U » (figure II.4.2) équipé d'un nombre variable de  $L$  antennes équidistantes sur chaque côté, pour arriver à un nombre total de  $N_a = 3 \times L$  antennes en réception. L'espacement entre les antennes adjacentes a été fixé à  $0.75\lambda_0$ . Le nombre de visibilité complexes fournies par ce type de réseau d'antennes est égal à  $N_b = (2L-1) \times (2L+1)$ . L'ensemble des étapes, depuis l'émission de températures de brillance par une surface jusqu'à l'estimation des visibilité a été réalisé comme décrit précédemment.



**Figure II.4.2:** Simulation effectuée sous Matlab : vue de la scène et de la configuration du réseau d'imagerie (en bleu) à une distance de 1.5m

L'espace des cosinus directeurs  $(\xi, \eta)$  est divisé en  $128 \times 128$  cellules de pas fixe  $\delta\xi$  et  $\delta\eta$ . La température de brillance de la scène est donc discrétisée en  $128 \times 128$  pixels. Ici, on a associé le niveau de gris de l'image à la température de brillance. La taille de l'espace objet  $E$  et l'espace de données  $F$  sont donc respectivement  $\mathbb{R}^{M \times N}$  et  $\mathbb{C}^{N_b}$ . La taille de la matrice  $G$  est donc  $[N_b \times (M \times N)]$ , alors que celle de la matrice  $A$  est seulement  $[N_b \times N_b]$ . Le tableau II.1 résume les paramètres de la simulation :

En ce qui concerne les caractéristiques du système, on se met dans des conditions idéales,



Type de réseau	« U »
Longueur du réseau	$L = \text{variable}$
Nombre total d'antennes	$N_a = 3 \times L$
Distance inter-éléments	$0.75\lambda_0$
Nombre de visibilité	$N_b = (2L - 1) \times (2L + 1)$
Pas d'échantillonnage des fréquences spatiales	$\delta u = 0.75, \delta v = 0.75,$
Étendue du champ de vision	$\Delta\xi = 1/\delta u = 1.33 (\pm 41.8^\circ)$ $\Delta\eta = 1/\delta v = 1.33 (\pm 41.8^\circ)$
Nombre de pixels de la scène	$M \times N = 16384$
Pas d'échantillonnage spatial	$\delta\xi = 0.0104 (\sim 0.6^\circ),$ $\delta\eta = 0.0104 (\sim 0.6^\circ)$
Dimension de la matrice G	$[N_b \times (M \times N)]$
Dimension de la matrice A	$[N_b \times N_b]$

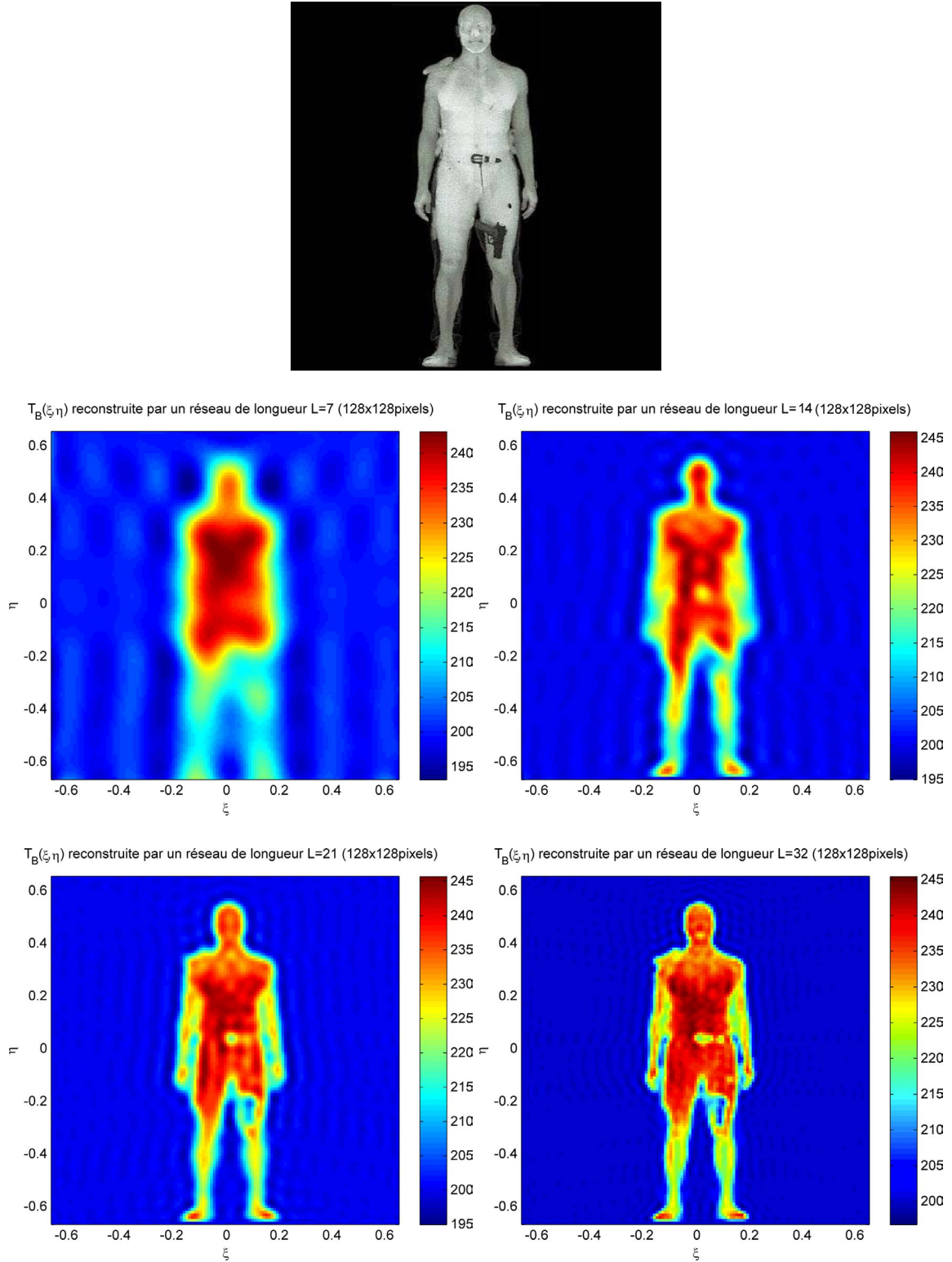
**Table II.1:** Différents paramètres utilisés pour la simulation

toutes les antennes et les récepteurs sont identiques, avec un gain et un déphasage constant dans la bande passante. Les caractéristiques choisies sont donc :

- Le diagramme du rayonnement de la forme «  $\cos(\theta)^2$  ».
- Les récepteurs à bande passante étroite  $B = 100$  MHz.
- Le temps d'intégration de l'ordre de 100 ms ce qui nous permet d'avoir une sensibilité inférieure à 500 mK.
- La solution à bande passante limitée choisie pour la reconstruction de l'image : reconstruction de la matrice de modélisation du système G en utilisant la relation (II.3.2) puis reconstruction de la matrice résolvante A avec la relation (II.3.9).

La figure II.4.3 montre la température de brillance de la scène simulée, ainsi que l'image reconstruite en fonction de la dimension de l'instrument (à savoir la résolution).

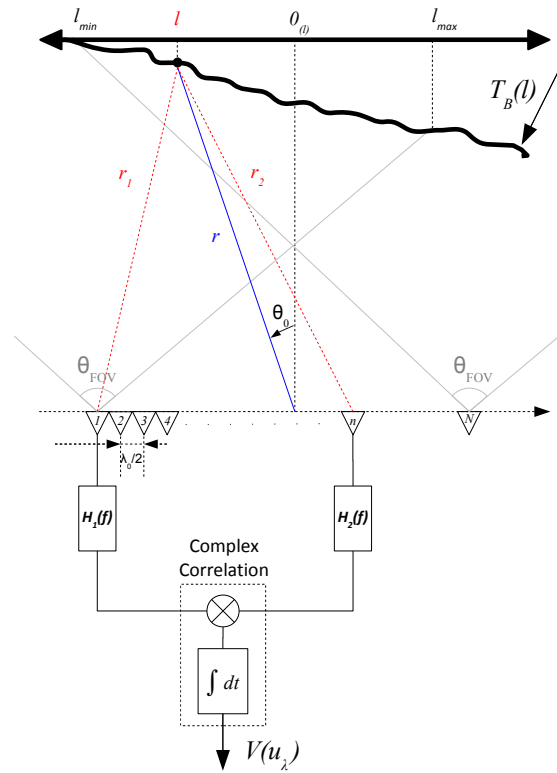
Comme l'illustre la figure II.4.3, la restauration de la température de brillance par la méthode à bande passante limitée montre un bon résultat par rapport à la température de la scène d'origine. En effet, même avec un système « idéal », il n'est pas possible de restaurer la température de la scène à son plus haut niveau de résolution à cause de la résolution du système. Par ailleurs, le choix des paramètres du système peut se porter sur une ou plusieurs configurations, mais le but n'est pas ici d'engager une discussion sur le compromis à faire pour ce choix. Les principales perspectives de l'ensemble du simulateur présenté ici reposent sur l'utilisation des différentes configurations de réseaux et des méthodes de régularisation dans le but de comparer leurs performances.



**Figure II.4.3:** Exemples des résultats de la simulation avec différentes dimensions du réseau d'antennes

## II.5 Validation expérimentale

Pour valider le principe de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture, un prototype d'imagerie unidimensionnelle en bande Ku a été conçu en n'utilisant que deux chaînes de réceptions et en bougeant de façon discrète la deuxième antenne par rapport à la première. Cette bande de fréquence a été choisie afin de concevoir notre prototype à faible coût, grâce à la tête universelle « LNB » utilisée pour la réception TV par satellite. En outre, cette idée nous a permis de simplifier le traitement. En effet, dans le cas où les récepteurs sont considérés identiques pour chaque mesure de visibilité (ce qui est le cas ici), la transformation de Fourier discrète inverse suffit pour la reconstruction de l'image.



**Figure II.5.1:** Arrangement géométrique pour l'imagerie 1D par la synthèse d'ouverture

La figure II.5.1 montre l'arrangement géométrique à une dimension pour l'imagerie de synthèse d'ouverture interférométrique. Dans un cas idéal, c'est à dire une situation de champ lointain et des récepteurs identiques, la relation unidimensionnelle générale entre la visibilité et la température de brillance est donnée par la relation (II.5.1) :

$$V(u_{kl}) \propto \int_{-1}^1 \frac{T_B(l) e^{j2\pi u_{kl}l}}{\sqrt{1-l^2}} dl \quad (\text{II.5.1})$$

où  $l = \sin(\theta)$ . Dans le cas d'une discrétisation des fréquences spatiales (positions discrètes des antennes les unes par rapport aux autres), la reconstruction de la température de brillance peut être obtenue par une transformation de Fourier discrète inverse pour un système idéal. Ainsi, la température de brillance reconstruite est donnée par la relation (II.5.2) :

$$\hat{T}_B(l) \propto \sum_{n=-\frac{N_b}{2}}^{\frac{N_b}{2}} \frac{V(n) e^{j2\pi n \Delta u_\lambda l}}{\sqrt{1-l^2}} \quad (\text{II.5.2})$$

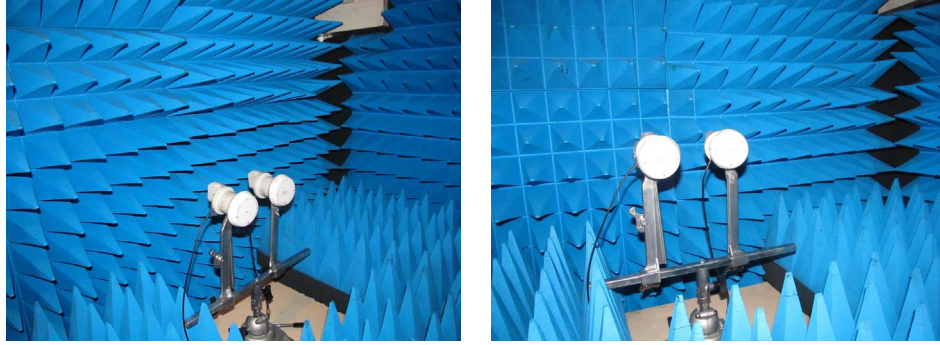
où  $\Delta u_\lambda$  est l'espacement minimum normalisé par la longueur d'onde entre les antennes et  $N_b$  est le nombre total de visibilitées.

### II.5.1 Description du schéma du système

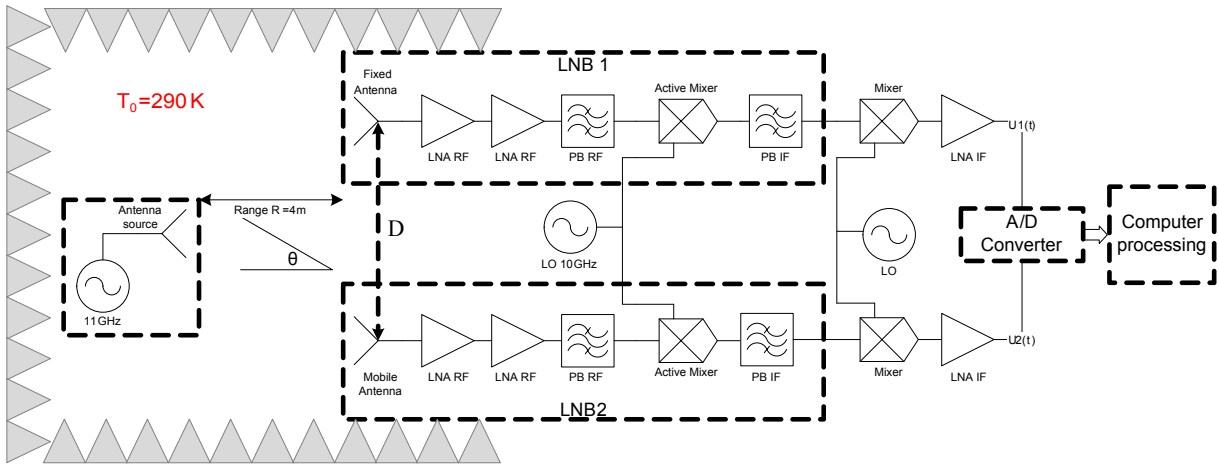
Le système mis en oeuvre et possédant deux chaînes de réception est présenté sur la figure II.5.2. Ce système emploie deux récepteurs à deux étages avec un passage en fréquence intermédiaire (cf. figure II.5.3). Chaque chaîne de réception se compose des parties suivantes :

- Premier étage (*Front-end* RF) : il s'agit du *LNB* (*Low Noise Block*) modifié et qui est utilisé pour la réception satellite dans la bande Ku. La modification est effectuée au niveau du mélangeur en injectant un oscillateur local externe. Le *LNB* se compose d'une antenne cornet conique à double polarisation commandée en tension, deux *LNA* (*Low Noise Amplifier*) RF, un filtre RF, un mélangeur actif de fréquence  $f_{OL}$  externe qui inclut un amplificateur IF puis un filtre IF. Le gain total du *front-end* après modification est de l'ordre de 55 dB (antenne incluse) et le facteur de bruit est estimé à 0.6dB.
- Second étage : un mélangeur associé à un oscillateur local qui permet de descendre en fréquence afin de numériser le signal par une carte d'acquisition. Un amplificateur peut être ajouté éventuellement dans le cas où le signal reçu est trop faible pour le numériser.

Pour rester en cohérence de phase, certaines précautions sont à prendre en compte. Tout d'abord, les OLs utilisés sont communs entre les deux récepteurs. En effet, la synchronisation des OLs est très importante, car 1 Hz de différence entre les deux chaînes produira un enroulement de phase en 6,28 secondes. Deuxièmement, la phase de chaque chaîne doit rester stable pendant toute la période d'expérimentation. Nous rappelons que c'est l'écart de la phase entre les deux chaînes qui est important pour le traitement. Les déformations des câbles lors du déplacement rendent la phase moins stable. Pour compenser cet effet, il est nécessaire de calibrer à chaque déplacement de l'antenne le système pour compenser les distorsions de phase



**Figure II.5.2:** Vue du prototype d'imagerie 1D à deux chaînes de réception en bande Ku



**Figure II.5.3:** Schéma du système à deux chaînes de réception en bande Ku

du signal. Dans notre cas, le fait que le *front-end* RF soit intégré dans l'antenne rend le système moins sensible pendant le déplacement, car les câbles sont utilisés en basse fréquence (bande IF).

## II.5.2 Procédure de l'imagerie unidimensionnelle

Pour valider le principe de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique, on a effectué des mesures unidimensionnelles à l'aide d'une plateforme qui fait déplacer une antenne de pas d'une demi-longueur d'onde. L'objectif est de détecter la position d'une source placée à une distance de 4 m. Le niveau de la PIRE « Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente » de la source est ajusté à -65 dBm. L'idéal serait d'utiliser une source de bruit pour introduire la bande passante dans les performances, mais à cette étape du travail de thèse, nous ne disposons pas de cette source.

L'expérience de l'imagerie unidimensionnelle de la source est réalisée comme suit : une

antenne est fixée sur la plateforme, et l'autre antenne est mobile linéairement le long de la plateforme avec un pas d'une demi-longueur d'onde. Les différentes positions parcourues sont de  $2.5\lambda_0$  à  $12\lambda_0$  avec l'absence de mesure entre  $0.5\lambda_0$  et  $2\lambda_0$ . Le nombre total de visibilité est donc 41. À chaque déplacement de l'antenne, on effectue simultanément l'acquisition des échantillons des deux signaux reçus. Le temps d'intégration est fixé à 10 ms pour des raisons de mémoire disponible au niveau de la carte d'acquisition.

Pour éviter toutes les sources de bruit externes, les mesures sont effectuées dans une chambre anéchoïque. La température ambiante  $T_0$  est de 290K et la température physique des absorbants  $T_s$  est de l'ordre de 290K. Par conséquent, la température de l'antenne  $T_A$  est égale à  $T_s$ , car l'antenne est située dans un environnement clos de température homogène [72]. La température de bruit  $T_{rec}$  à l'entrée de chaque récepteur est donnée par la relation (II.5.3) :

$$T_{rec} = T_A + T_{LNB} = 290K + 10 \cdot \log((NF - 1) T_0) \approx 333K \quad (\text{II.5.3})$$

où  $NF$  (*Noise Figure*) est le facteur de bruit du récepteur. Avec une bande passante de l'ordre de 8 MHz, la puissance de bruit du système à l'entrée de chaque antenne est donnée par la relation suivante (II.5.4) :

$$P_n = k_b B T_{rec} \approx -104.35 \text{ dBm} \quad (\text{II.5.4})$$

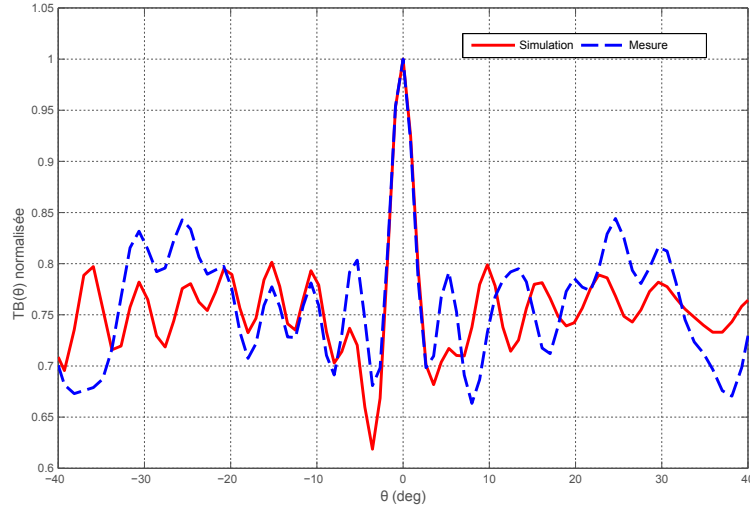
À 11 GHz, la source rayonnante ayant une PIRE estimée à -65 dBm, la puissance reçue par chaque antenne est calculée par la relation (II.5.5) avec un gain du cornet de réception estimé à 10 dB :

$$P_r = PIRE + 20 \log\left(\frac{\lambda_0}{4\pi R}\right) + G_{antenne} \approx -120 \text{ dBm} \quad (\text{II.5.5})$$

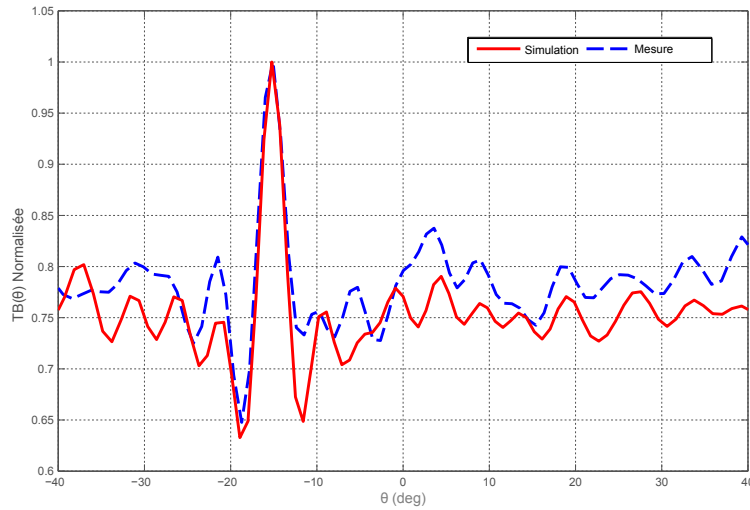
Le rapport signal à bruit est égal à -15.65dB, ce qui est considéré comme le rapport de niveau de puissance de la cible sur celui du fond de scène.

### II.5.3 Comparaison des résultats de simulation et de mesure

En parallèle aux mesures, des simulations sont menées avec les mêmes conditions de mesures. L'espace de la scène a été modélisé avec les paramètres suivants :  $M = 128$  et  $N = 1$ . Par ailleurs, l'image reconstruite a été réalisée en utilisant l'inverse de la transformée de Fourier appliquée aux visibilité simulées et mesurées. Les figures II.5.4 et II.5.5 montrent la température de brillance reconstruite pour une source localisée respectivement à  $\theta = 0^\circ$  et à  $\theta = -15^\circ$ .



**Figure II.5.4:** La température de brillance reconstruite pour une source localisée à  $\theta_0 = 0^\circ$ .



**Figure II.5.5:** La température de brillance reconstruite pour une source localisée à  $\theta_0 = -15^\circ$ .

Dans les deux situations, la position de la cible est bien retrouvée en mesure et les résultats obtenus sont en adéquation avec les résultats simulés. En raison de l'absence d'un module de calibrage, la température de brillance est normalisée. La dynamique du résultat montre que le niveau de puissance de la source est 25% supérieur au niveau du fond de scène, ce qui explique l'incapacité de détection lorsqu'on baisse la puissance de la source de 3 dB. Par ailleurs, les dimensions physiques limitées de l'instrument et le manque de certaines fréquences spatiales provoquent des lobes secondaires et des oscillations. Ce phénomène "effets de Gibbs" est dû à la forte coupure associée aux fréquences spatiales. Des solutions existent pour atténuer ce

phénomène par l'application de fenêtres d'apodisation sur la distribution de la température de brillance reconstruite [69, 73]. Les plus connues sont les fenêtres de Hamming, Kaiser, Hanning et Blackman. La différence entre ces fenêtres est l'amélioration apportée aux lobes secondaires qui conduit à une amélioration de la sensibilité radiométrique. Mais en contrepartie, cette opération présente le défaut de dégrader la résolution spatiale [74] car le faisceau d'antenne synthétisé par la synthèse d'ouverture interférométrique s'élargit.

### II.5.4 Analyse et discussion

Dans le premier chapitre, on a vu que le problème majeur de l'imagerie passive est lié à la sensibilité en environnement intérieur. En effet, il est nécessaire de contrôler cet environnement afin d'éviter que la température de brillance du fond de scène ne perturbe celle des objets cibles à imager. En environnement extérieur, la température apparente du ciel est d'environ 80 K en jour [72]. Par conséquent, cela permet d'avoir un meilleur contraste de température entre la cible et son environnement. Le tableau II.2 montre le contraste de température radiométrique de certains objets dans un environnement extérieur en bande Ku [75].

	Peau	Métal	Plastique
$T_e(\text{environnement})$ [K]	80	80	80
$T_m(\text{matériau})$ [K]	305	-	300
$T_b(\text{background})$ [K]	-	-	305
Emissivité ( $\epsilon$ )	0.5	0	0.1
Reflectivité ( $\rho$ )	0.5	1	0.07
Transmission ( $t$ )	0	0	0.83
$T_B = \epsilon T_m + \rho T_e + t T_b$	192.5	80	289
Contraste/peau [K]	-	-112.5	96.5

**Table II.2:** Le contraste de température radiométrique de certains objets dans un environnement extérieur en bande Ku

Dans un environnement intérieur, en particulier dans une chambre anéchoïque, la température apparente de l'environnement est d'environ de 290 K. Cela a pour conséquence de diminuer le contraste de température radiométrique comme expliqué précédemment. Le tableau II.3 montre le contraste de température radiométrique de certains objets dans un environnement intérieur en bande Ku.

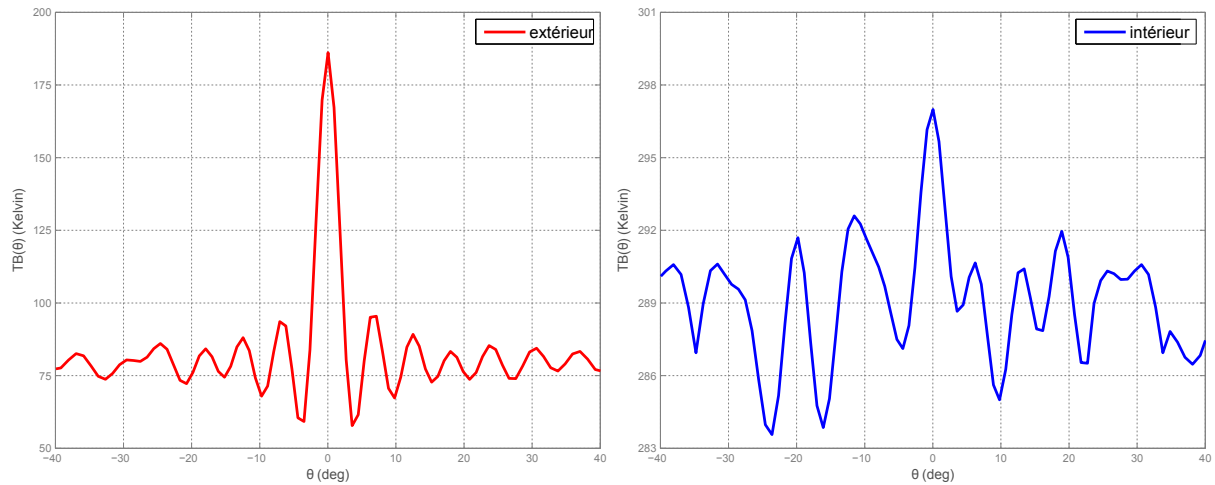
Pour démontrer l'impact de l'environnement sur l'image reconstruite, des simulations ont été menées pour simuler une source ponctuelle de température 300 K dans les deux cas d'environnement : intérieur et extérieur. Les paramètres du système sont les mêmes que ceux décrits



	Peau	Métal	Plastique
$T_e(\text{environnement})$ [K]	290	290	290
$T_m(\text{matériau})$ [K]	305	-	300
$T_b(\text{backgroud})$ [K]	-	-	305
Emissivité ( $\epsilon$ )	0.5	0	0.1
Reflectivité ( $\rho$ )	0.5	1	0.07
Transmission ( $t$ )	0	0	0.83
$T_B = \epsilon T_m + \rho T_e + t T_b$	297.5	290	303.5
Contraste/peau [K]	-	-7.5	6

**Table II.3:** Le contraste de température radiométrique de certains objets dans un environnement intérieur en bande Ku

précédemment. La figure II.5.6 montre l'impact de la température ambiante sur la température de brillance reconstruite dans ces deux cas.



**Figure II.5.6:** Comparaison entre une simulation d'une source localisée à  $\theta_0 = 0^\circ$  de température 300 K dans un environnement extérieur (à gauche) et dans un environnement intérieur (à droite).

Les résultats montrent que la capacité de reconstruire une image dans un environnement intérieur est plus difficile qu'en extérieur. Par conséquent, cela impose que les récepteurs soient de meilleure qualité. Dans notre cas, malgré le niveau très faible du contraste de la source par rapport au fond de la scène, la position de cette dernière est affichée correctement. Ce résultat peut être expliqué par le facteur de bruit minimum de récepteur, qui joue un rôle important pour améliorer la sensibilité radiométrique.

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord détaillé le concept de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Cela nous a permis d'avoir une meilleure compréhension des phénomènes complexes intervenant dans la relation entre les mesures interférométriques et la température de brillance que l'on cherche à estimer. Par la suite, nous avons introduit quelques méthodes régularisées de la reconstruction de l'image. L'importance de la régularisation du problème inverse a été démontrée dans la littérature. L'étape préalable à toute méthode de régularisation doit consister à s'assurer de l'existence d'une unique solution. Ces méthodes de régularisation sont toutes basées sur l'utilisation de la matrice de modélisation du système  $G$ . Cette matrice qui inclut toutes les caractéristiques disponibles du système, permet ainsi de compenser les imperfections matérielles et les erreurs affectant les visibilités complexes mesurées.

Dans un second temps, nous avons détaillé les caractéristiques du processus de la simulation effectuée sous Matlab et décrit les différents modules qui le composent. Ce simulateur peut utiliser les données issues de logiciels électromagnétiques pour les diagrammes de rayonnement d'antennes ou issues de logiciels de circuits hyperfréquences pour les chaînes de réception. La possibilité de s'adapter à différentes situations de scènes fait également partie des caractéristiques intéressantes du simulateur. Après avoir montré les principaux points qui caractérisent chaque module du simulateur, des simulations ont été menées pour montrer la capacité de ce simulateur avec un système idéal. L'objectif de ces simulations est atteint dans le cas de modélisations d'un système avec des paramètres réalistes.

Finalement, afin de valider le concept de l'imagerie par la synthèse d'ouverture, un prototype d'imagerie unidimensionnelle en bande Ku a été conçu. L'objectif est de détecter la position d'une source avec un niveau de puissance très faible. Les résultats de mesures montrent un bon accord par rapport à la simulation, ce qui permet de valider le principe à la fois en simulation et en expérimentation. En outre, l'atout de ce prototype est d'avoir été réalisé à bas coût et dans des conditions extrêmes liées à l'environnement intérieur. L'objectif de ce prototype est de le ré-utiliser avec un système de réception (antennes) totalement électronique et non plus mécanique comme présenté ici. En effet, la suite des travaux a consisté à optimiser un réseau d'antennes de réception en minimisant le nombre d'éléments rayonnants, afin d'en réduire le coût, tout en conservant une bonne couverture de visibilités et avec comme objectif principal d'être complètement électronique.

À noter que l'ensemble de travaux présenté dans ce chapitre a été valorisé par une communication internationale [76] en 2011.



## Chapitre III

# Imagerie 2D : étude d'une nouvelle stratégie d'imagerie passive bas coût basée sur l'utilisation de sous-matrices de *switchs*

### Sommaire

---

III.1 Introduction . . . . .	73
III.2 Aperçu sur les architectures multichaines existantes . . . . .	73
III.2.1 Réseau à redondance minimale . . . . .	74
III.2.1.1 Contexte . . . . .	74
III.2.1.2 Facteur de réseau équivalent . . . . .	76
III.2.1.3 Réseaux uniformes . . . . .	78
III.2.1.4 Réseaux non uniformes . . . . .	81
III.2.2 Synthèse . . . . .	82
III.3 Étude d'architectures avec deux chaînes de réception . . . . .	83
III.3.1 Réduction du nombre de chaînes de réception par le biais d'une matrice de <i>switchs</i> . . . . .	83
III.3.2 Optimisation par l'utilisation de deux sous-matrices de <i>switchs</i> . . . . .	84

Chapitre III Imagerie 2D : étude d'une nouvelle stratégie d'imagerie passive bas coût  
basée sur l'utilisation de sous-matrices de switches

---

III.4 Optimisation du réseau d'antennes pour les systèmes d'imagerie avec deux sous- matrices de <i>switchs</i> . . . . .	85
III.4.1 Présentation du problème d'optimisation . . . . .	86
III.4.1.1 Codage binaire du problème . . . . .	87
III.4.1.2 Évaluation des solutions : La fonction de coût . . . . .	88
III.4.1.3 Processus d'évolution . . . . .	91
III.4.2 Analyse des résultats d'optimisation . . . . .	92
III.4.3 Synthèse et comparaison des architectures envisagées . . . . .	93
III.5 Conclusion . . . . .	97

---

## III.1 Introduction

La recherche d'une solution employant le moins d'antennes et de composants possible a été une motivation permanente tout au long de la mise en place du prototype d'imagerie 2D. La solution proposée se devait également de prendre en considération les performances du système, c'est-à-dire d'assurer une bonne qualité d'image avec comme objectif principal d'être complètement électronique, en opposition avec une solution mécanique, comme proposée dans le chapitre précédent avec le prototype développé.

Afin de trouver une solution peu coûteuse et facile à réaliser, ce chapitre débute par une présentation générale des architectures multichaines standard. Après avoir donné la définition de la couverture des fréquences spatiales et le facteur de réseau équivalent associé, on montre comment les réseaux d'antennes à redondance minimale se sont imposés comme une solution indispensable à la problématique de réduction du nombre d'antennes. De cette manière, une réduction importante du nombre d'antennes peut être réalisée, offrant plusieurs avantages en termes de facteur d'encombrement, de consommation d'énergie et de coût du système. On présente ensuite quelques techniques qui permettent de déterminer les configurations optimales des réseaux à redondance minimale.

La deuxième partie de ce chapitre présente une étude des systèmes d'imagerie avec uniquement deux chaînes de réception. L'objectif est de réduire la complexité et le coût de l'architecture du système, tout en maintenant de hautes performances. Dans cette optique, une nouvelle approche d'imagerie avec seulement deux chaînes de réception basée sur des sous-matrices de *switchs* est introduite. Par la suite, pour mettre en place cette nouvelle approche, un procédé d'optimisation permettant de trouver la configuration optimale du réseau avec un processus de commutation optimisé est proposé. Ce chapitre se termine par une comparaison globale des configurations optimisées. Cette comparaison se focalise sur les aspects coût ainsi que sur la difficulté de réalisation et les avantages et inconvénients liés à chaque type d'architecture. La solution nous semblant la plus économique tout en satisfaisant les spécifications est ainsi retenue pour permettre la mise en oeuvre d'un système réel entièrement électronique.

## III.2 Aperçu sur les architectures multichaines existantes

Les systèmes d'imagerie utilisant le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique sont basés le plus souvent sur une architecture multichaines. L'avantage de cette architecture standard réside dans sa simplicité de mise en oeuvre. En effet, chaque antenne est associée à une chaîne de réception indépendante des autres chaînes. Les images peuvent donc être formées

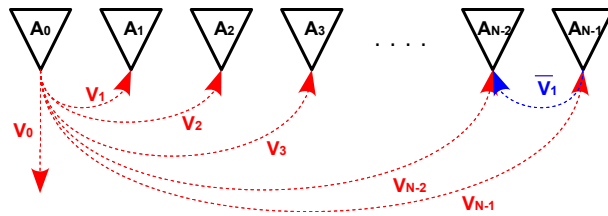
en temps réel, puisque les signaux issus des différents récepteurs sont reçus simultanément. L'inconvénient de ce type d'architecture réside dans son coût qui dépend principalement du nombre de récepteurs. La question posée est alors la suivante : « Est-il possible de placer les antennes de façon différente afin d'obtenir un réseau avec moins d'éléments sans dégrader les performances du système ? ». Dans la littérature, plusieurs travaux ont démontré que l'utilisation de réseaux à redondance minimale permet de répondre positivement à cette question. Dans cette section, différentes configurations de réseaux à redondance minimale sont donc présentées et comparées.

### III.2.1 Réseau à redondance minimale

Un réseau à redondance minimale permet d'avoir accès à un grand nombre de visibilitées avec un minimum d'antennes. Pour un réseau linéaire, des algorithmes existent pour déterminer la configuration optimale pour un nombre d'antennes donné. En revanche, pour une configuration 2D, il ne semble pas exister de méthode générale pour déterminer la configuration optimale du réseau. Cependant, des auteurs ont déjà donné des solutions en fonction de la taille et du type de l'ouverture rayonnante (rectangulaire, hexagonale, etc.)

#### III.2.1.1 Contexte

Soit un réseau linéaire contenant  $N$  antennes identiques et équidistantes numérotées de 0 à  $N-1$ , les visibilitées associées à ce réseau forment une matrice hermitienne d'ordre  $N$  :

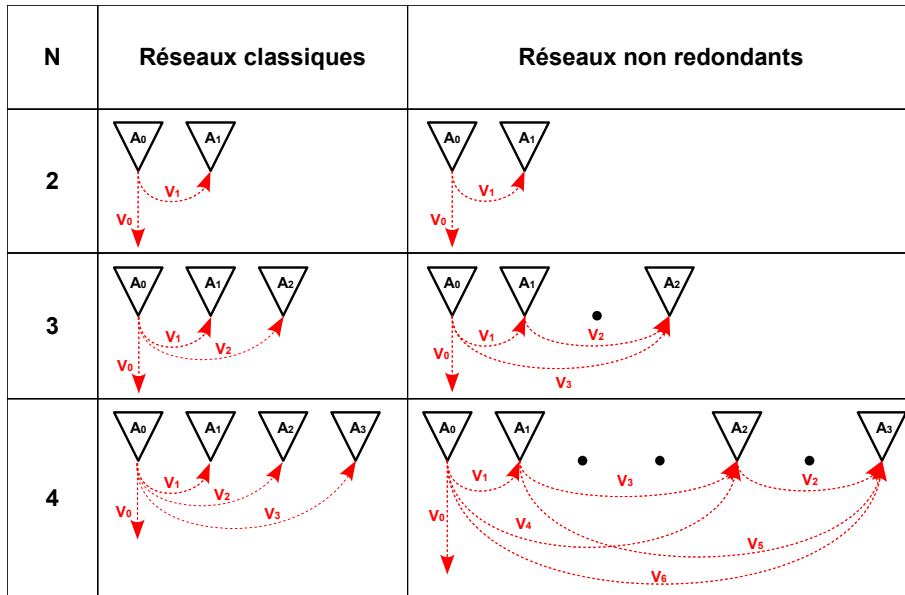


**Figure III.2.1:** Réseau linéaire contenant  $N$  antennes et les visibilitées associées

$$\begin{bmatrix} V_0 & V_1 & V_2 & \dots & V_{N-1} \\ \overline{V_1} & V_0 & V_1 & \dots & V_{N-2} \\ \overline{V_2} & \overline{V_1} & V_0 & \dots & V_{N-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \overline{V_{N-1}} & \overline{V_{N-2}} & \overline{V_{N-3}} & \dots & V_0 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} V_l = V(k, k+l) & = V(u_{kl}) = V\left(\frac{x_k - x_l}{\lambda_0}\right) \\ \forall (k, l) \in [0, N-1] \end{cases} \quad (\text{III.2.1})$$

Si les sources d'illumination sont incohérentes, les visibilitées situées sur une parallèle à la diagonale principale sont égales. Une même visibilité peut alors être mesurée de plusieurs façons différentes. En effet, la visibilité  $V_0$  (autocorrélation du signal reçu par un capteur) peut être mesurée de  $N$  façons différentes. La visibilité  $V_1$  (corrélacion des signaux reçus par deux capteurs contigus) peut être mesurée  $N-1$  fois, la visibilité  $V_2$ ,  $N-2$  fois, etc. Seule la visibilité du rang maximum  $V_{N-1}$ , ne peut être mesurée qu'une seule fois. C'est pourquoi un tel réseau est qualifié de redondant. Cette remarque ouvre donc la voie aux réseaux à redondance minimale.

La question posée est alors la suivante : « Est-il possible de placer les  $N$  antennes de façon optimisée pour obtenir un réseau non redondant et ainsi avoir accès à un plus grand nombre de visibilitées ? » Plusieurs travaux [77, 78, 79] ont donné la réponse en construisant un réseau non redondant pour différentes applications d'imagerie passive. Voici quelques exemples de réseaux non redondants pour  $N = 2, 3, 4$  avec l'ensemble des visibilitées associées :



**Figure III.2.2:** Exemples de réseaux classiques et à redondance minimale pour  $N = 2, 3, 4$

On constate par exemple que pour  $N = 4$ , l'emploi d'un réseau non redondant permet d'augmenter le nombre de visibilitées. R.N. Bracewell [77] montre que seuls les réseaux de moins de 5 antennes peuvent conduire à un réseau parfaitement non redondant. À partir de cette valeur, il faut soit accepter une certaine redondance, soit tolérer des « trous » ou manque de visibilitées. Pour un réseau parfaitement non redondant, le nombre de combinaisons de sources différentes par paires, soit  $N(N-1)/2$ , représente le nombre de visibilitées mesurables. Dans le cas où on ne veut pas de « trous » dans le réseau, il faut tolérer une certaine redondance



définie par le facteur  $R_{1D}$  donné par la relation (III.2.2) [55] :

$$R_{1D} = \frac{N(N-1)}{2(L-1)} \quad (\text{III.2.2})$$

où  $L$  représente la longueur du réseau (ou nombre de pas du réseau). De même, pour un réseau carré à deux dimensions, le facteur de redondance est donné par la relation (III.2.3) [55].

$$R_{2D} = \frac{N(N-1)}{4L(L+1)} \quad (\text{III.2.3})$$

Dans la littérature, certaines méthodes numériques et algorithmes [80, 81] sont proposés pour trouver la configuration optimale d'un réseau linéaire. Mais, à notre connaissance, il n'existe pas de méthode générale pour déterminer la configuration de réseaux 2-D à redondance minimale.

### III.2.1.2 Facteur de réseau équivalent

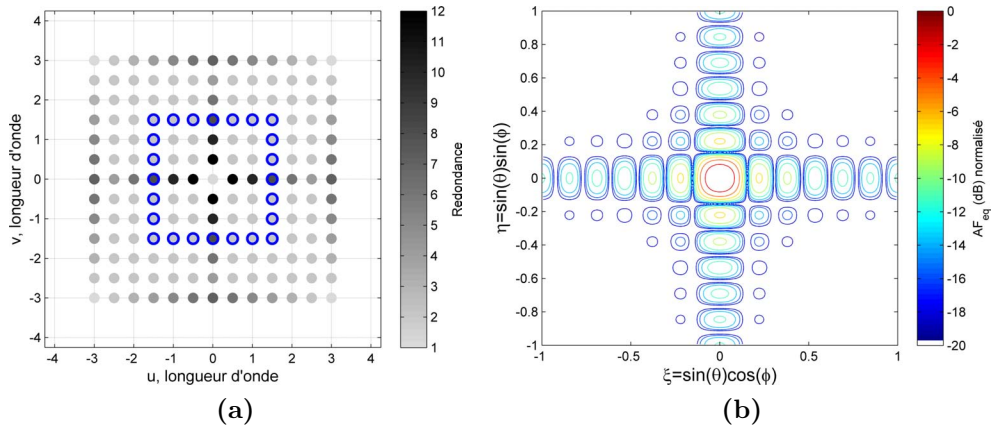
La géométrie du réseau (nombre et emplacement des antennes) influence bien évidemment la redondance mais également les caractéristiques de la fonction de visibilité. En effet, les fréquences spatiales  $(u, v)$  pour lesquelles est échantillonnée la fonction de visibilité sont déterminées par la position relative des antennes du réseau. La fonction de visibilité est donc confinée à l'intérieur d'une région bornée appelée « couverture de la fonction de visibilité » ou « couverture des fréquences spatiales ». On peut donc introduire ainsi le facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}$  [82, 83] de cette fonction de visibilité. Ce facteur est celui d'un réseau avec des antennes placées aux positions correspondant aux fréquences spatiales  $(u, v)$ . Ce facteur peut également être vu comme étant la réponse impulsionnelle du système pour une source d'illumination située au centre de la scène  $(\xi_p, \eta_p) = (0, 0)$ . Le facteur de réseau peut donc être calculé à partir de la relation (III.2.4) :

$$AF_{eq}(\xi, \eta) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^N \exp(j2\pi(u_{kl}\xi + v_{kl}\eta)) \quad (\text{III.2.4})$$

$$avec \quad \begin{cases} (u_{kl}, v_{kl}) &= \left( \frac{x_k - x_l}{\lambda_0}, \frac{y_k - y_l}{\lambda_0} \right) \\ (\xi, \eta) &= (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi) \end{cases}$$

La figure III.2.3 montre un exemple d'un réseau physique en forme de carré constitué de  $N = 24$  antennes identiques ainsi que la couverture des fréquences spatiales associée à ce réseau. L'échelle de noir et blanc de la figure III.2.3(a) représente la valeur de redondance associée à chaque fréquence spatiale. La moyenne de ces valeurs donne le facteur de redondance du

réseau qui peut également être calculé par la relation (III.2.3). Dans le cas présenté, le facteur de redondance est de 3,28 en prenant  $L = 6$ . À partir des éléments positionnés aux fréquences spatiales  $(u, v)$ , on reconstruit un réseau qui est considéré deux fois plus grand dans ce cas que le réseau physique initial. Le facteur de réseau équivalent est alors déterminé en considérant ce réseau reconstruit (figure III.2.3(b)). Par conséquent, les caractéristiques principales du facteur de réseau équivalent (ouverture à -3dB et niveau des lobes secondaires) nous donnent des informations concernant la qualité de l'image reconstruite.



**Figure III.2.3:** (a) Exemple de la couverture des fréquences spatiales d'un réseau rectangulaire en forme de carré, (b) Le facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}$  du réseau reconstruit avec des éléments aux positions  $(u, v)$ . La facteur de redondance est égal à 3.28. Calcul effectué sous Matlab®

La synthèse d'ouverture interférométrique est donc une approche analogue à la formation numérique de faisceau (*DBF* pour *Digital Beam Forming*). En effet, cela revient à faire balayer numériquement le diagramme du rayonnement du réseau reconstruit aux positions  $(u, v)$  dans tout l'espace, et par la suite, de calculer la contribution pour chaque angle (pixel) avec une résolution définie par l'ouverture à -3dB du facteur de réseau équivalent. On peut alors exprimer l'image reconstruite  $\hat{T}$  par le produit de convolution 2-D de la l'image d'origine  $T$  et du facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}$  normalisé :

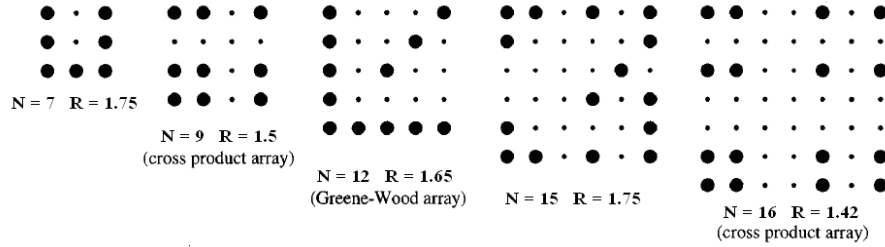
$$\hat{T}(\xi_p, \eta_p) = AF_{eq}(\xi - \xi_p, \eta - \eta_p) \star T(\xi, \eta) \quad (\text{III.2.5})$$

Le but recherché étant de donner une image la plus fidèle possible de la scène, on voit clairement que la géométrie du réseau joue alors un rôle important par le biais du facteur de réseau équivalent associé. Dans la suite, quelques configurations de réseaux à redondance minimale sont présentées et comparées.

### III.2.1.3 Réseaux uniformes

Le choix d'une configuration de réseau d'antennes 2D à redondance minimale n'est pas aussi simple que dans le cas d'un réseau linéaire. Il existe en effet différentes configurations conduisant à différents maillages de la fonction de visibilité. Dans cette partie, on s'intéresse aux réseaux uniformes rectangulaires et hexagonaux.

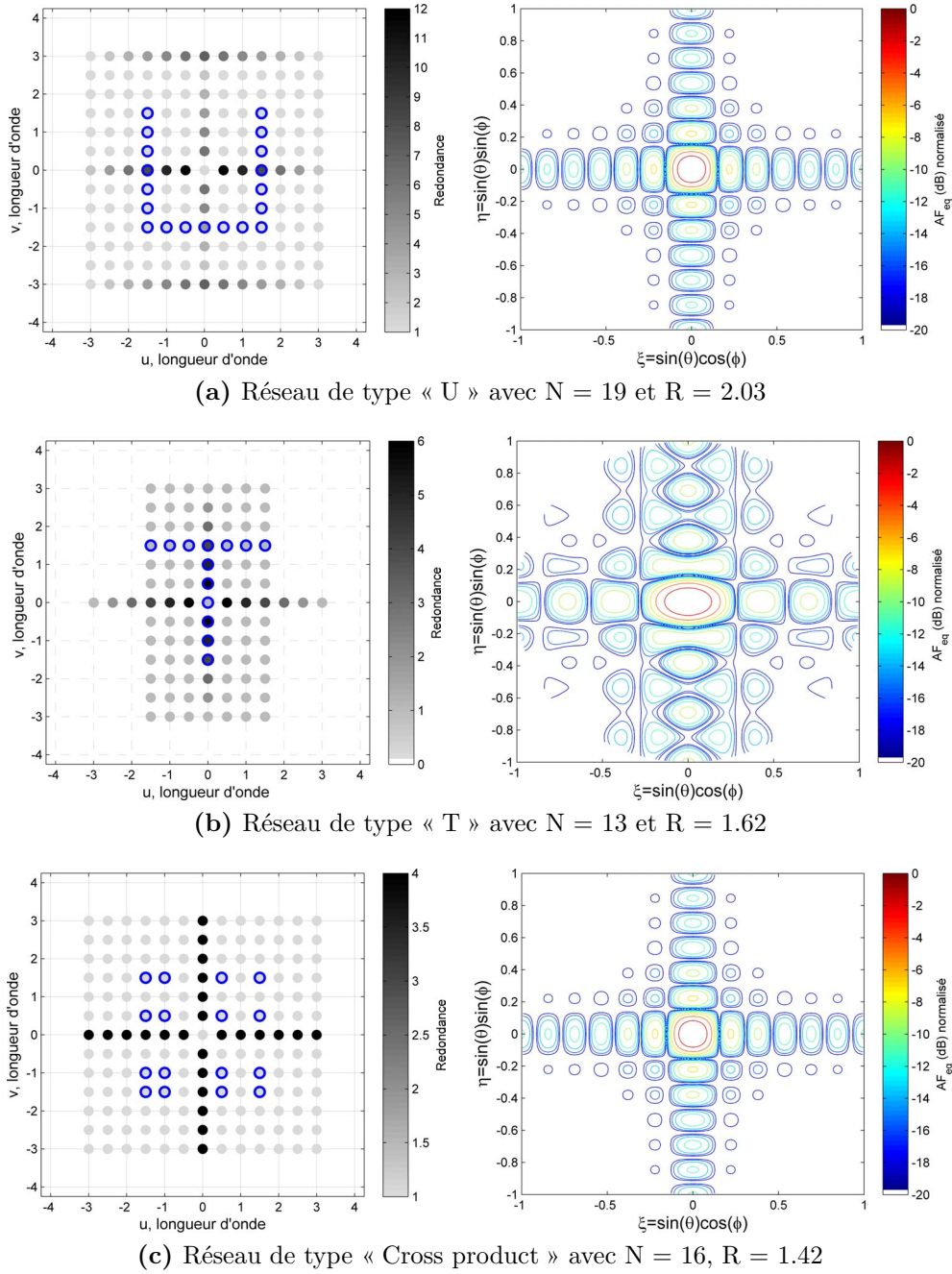
À ce jour, il n'existe pas de réseau non redondant à deux dimensions. Cette redondance ne peut donc être que minimisée. Des configurations optimisées pour des réseaux rectangulaires ont été proposées dans [84] en fonction du nombre d'éléments comme montré sur la figure (III.2.4).



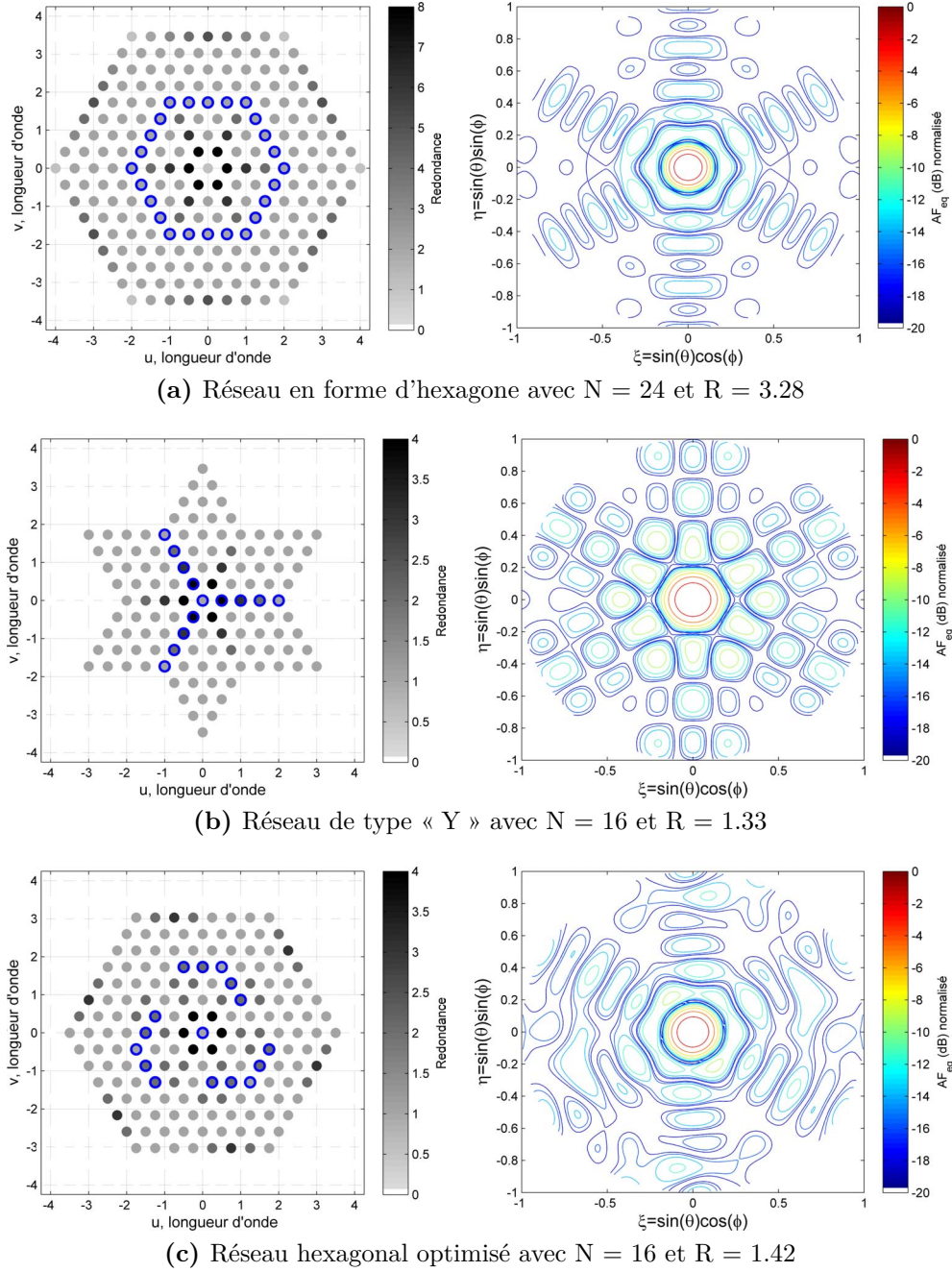
**Figure III.2.4:** Exemples de réseaux 2-D rectangulaires à redondance minimale [84]

La figure (III.2.5) montre une comparaison des caractéristiques de plusieurs réseaux conduisant à un maillage rectangulaire. Le calcul de la couverture des fréquences spatiales et du facteur de réseau équivalent est effectué sous Matlab®. Les configurations typiques de réseaux induisant un maillage rectangulaire sont nommés « U », « T » ou « Cross product ». Un réseau en forme de « U » (figure III.2.5(a)) a par exemple été adopté dans la mission HUT-2D [85] pour l'imagerie de la terre en raison de sa simplicité de conception et d'intégration. Pour une longueur  $L$  équivalente mais demandant un nombre d'antennes  $N$  plus petit et présentant une redondance  $R$  plus faible que pour un réseau en forme de « U », le réseau en forme de « T » (figure III.2.5(b)) présente toutefois des performances dégradées en terme de résolution dans l'axe  $\xi$ . Enfin, le réseau 2D « Cross Product » illustré sur la figure III.2.4(c) peut quant à lui être construit en « croisant » deux réseaux à redondance minimale linéaire. Il est caractérisé par la redondance la plus faible pour un maillage rectangulaire, et par conséquent permet une plus forte économie d'antennes par rapport aux autres formes de réseaux.

On peut aussi noter des configurations plus complexes comme celles associées à un maillage hexagonal (en forme d'hexagone, « Y » et optimisé). Ces configurations et leur couverture de fréquences spatiales associée sont illustrées sur les figures III.2.6(a), (b) et (c) où apparaît également le facteur de réseau équivalent de chaque configuration. On peut noter qu'un réseau



**Figure III.2.5:** Exemples de configurations de réseaux à maillage rectangulaire (longueur  $L = 6$ ) et leur couverture de visibilité associée,  $N$  est le nombre d'éléments dans le réseau, et  $R$  correspond à la redondance. Calcul effectué sous Matlab®



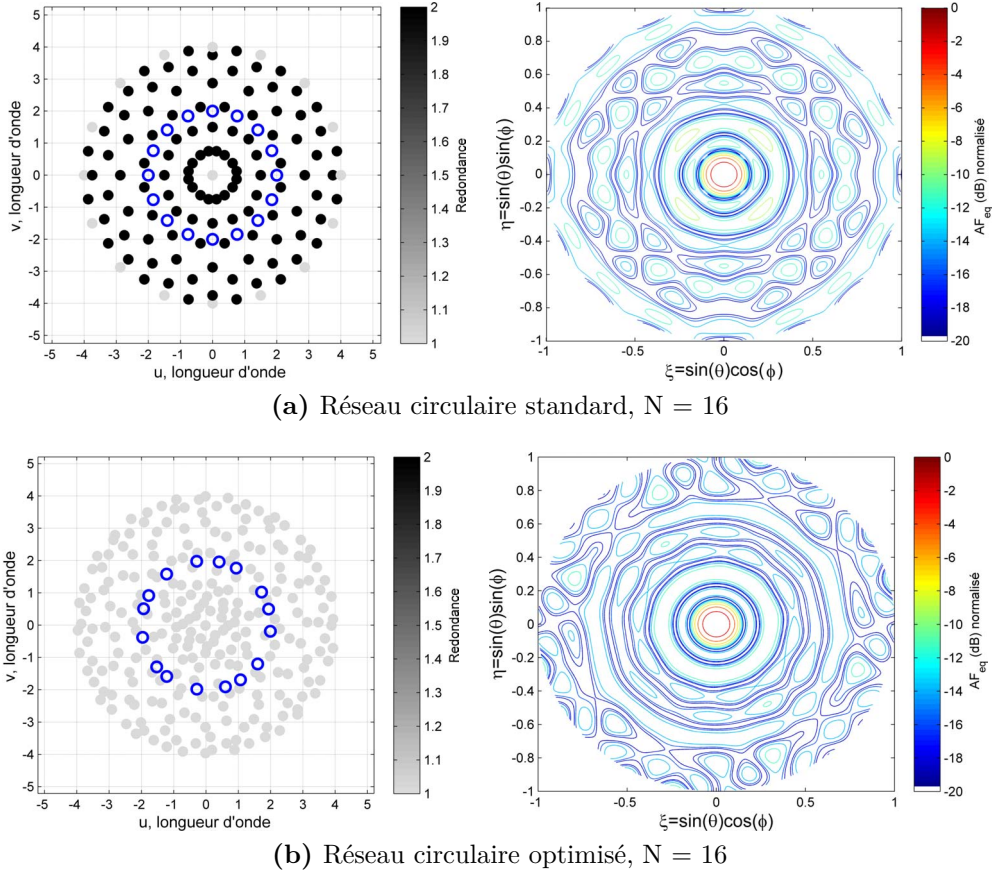
**Figure III.2.6:** Exemples de configurations de réseau à maillage hexagonal et couverture de visibilité associée,  $N$  est le nombre d'éléments dans le réseau, et  $R$  correspond à la redondance. Calcul effectué sous Matlab®



de forme d'hexagone a une couverture hexagonale complète, tandis que le réseau de forme « Y » présente une couverture des fréquences spatiales en forme d'étoile. Plusieurs études [83, 86] montrent que la forme « Y » est la configuration optimale pour une grille hexagonale en raison de son plus faible facteur de redondance. Cette forme a été adoptée pour la mission MIRAS [87] (*Microwave Imaging Radiometer with Aperture Synthesis*) pour l'imagerie de la terre.

#### III.2.1.4 Réseaux non uniformes

D'autres configurations basées sur des réseaux circulaires sont aussi possibles. Un réseau circulaire produit un maillage non uniforme de la couverture des fréquences spatiales comme montré sur la figure III.2.7(a) :



**Figure III.2.7:** Réseaux circulaires non uniformes - couvertures des fréquences spatiales et  $AF_{eq}$  associés. Calcul effectué sous Matlab®

Pour un nombre d'éléments donné, un réseau circulaire est non redondant si l'emplacement

des éléments est non uniforme. Une façon d'obtenir une répartition non redondante dans une configuration circulaire est d'optimiser les espacements des antennes autour du cercle. Les auteurs de [88] ont développé des algorithmes pour optimiser l'uniformité du réseau. Une autre possibilité concernant les réseaux circulaires et investie par Cornwell [89] a également donné lieu à des bons résultats au sein d'une configuration circulaire.

### **III.2.2 Synthèse**

L'étude de solutions visant à réduire le nombre d'éléments s'appuie principalement sur deux observations :

- Le facteur de redondance du réseau : la redondance nous donne une information sur l'économie du nombre d'antennes. Nous avons montré différentes configurations de réseaux permettant de réduire cette redondance. Les exemples de configurations présentés ne sont pas limitatifs : on en trouve un grand nombre dans la littérature spécialisée et nul doute que d'autres peuvent être étudiées.

- La couverture des fréquences spatiales et le facteur de réseau équivalent : les résultats concernant la couverture des fréquences spatiales de différents types de configurations montrent des avantages intéressants sur l'utilisation de ces réseaux à redondance minimale. Une large couverture correspond à un facteur de réseau caractérisé par une faible ouverture à -3dB, ce qui signifie une meilleure résolution spatiale. En outre, une perte de quelques fréquences spatiales déforme le facteur de réseau équivalent et dégrade la sensibilité et la précision radiométrique. L'origine de ce phénomène sera expliquée en détail par la suite.

Du point de vue de la complexité de réalisation, nous pouvons d'ores et déjà remarquer que deux configurations présentent des avantages non négligeables par rapport aux autres. Il s'agit de la configuration en forme de « U » pour les grilles rectangulaires et de la configuration en forme de « Y » pour les grilles hexagonales. Ces deux configurations permettent de répartir régulièrement les antennes sur 3 bras formant un réseau en « U » ou « Y » ce qui simplifie leur implémentation lors de la conception d'un système réel.

Toutes les configurations présentées précédemment nécessitent classiquement le développement d'une architecture multichaines. Malgré une réduction du nombre de récepteurs en utilisant des réseaux à redondance minimale, l'ensemble des récepteurs a pour inconvénient majeur d'induire un coût non négligeable. La section suivante présente une solution de système à redondance minimale avec uniquement deux chaînes de réception tout en conservant de bonnes performances en termes de couvertures des fréquences spatiales et du facteur de réseau équivalent.

## III.3 Étude d'architectures avec deux chaines de réception

Comme il a été précisé précédemment, les réseaux à redondance minimale permettent de diminuer le nombre d'éléments rayonnants dans le système tout en conservant de bonnes performances. Un système classique avec  $N$  antennes nécessitera quelque soit la géométrie du réseau  $N$  chaines de réception. Par conséquent, cette dépendance nous ne permet pas de mettre en valeur des solutions économiques et compatibles avec notre objectif. Pour répondre à cela, le travail a été orienté vers une solution de réseau à redondance minimale de  $N$  éléments associés à uniquement deux chaines de réceptions par le biais d'une matrice de *switchs*. Cette solution très intéressante peut très rapidement permettre de faire baisser le coût du système et est étudiée dans la suite de cette section.

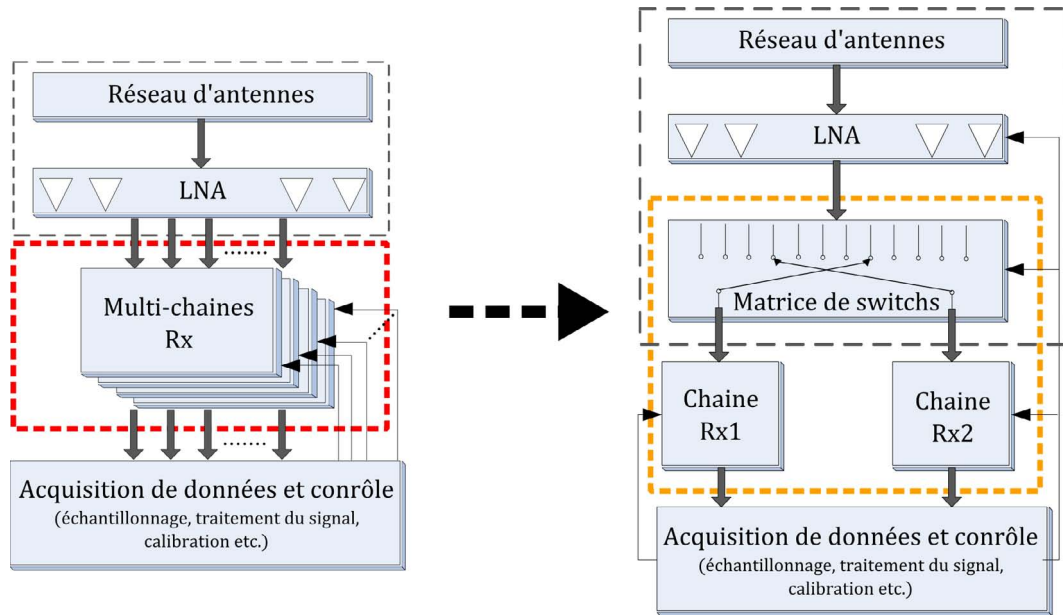
Afin d'aborder cette étude, certaines précisions sont tout d'abord données. Notre travail va s'orienter vers des applications où la capture instantanée pour l'imagerie n'est pas une nécessité. En effet, de nombreuses applications d'imagerie passive telles que la détection des objets dissimulés, l'examen du corps humain, etc. ne nécessitent pas de capture instantanée. La scène observée est alors considérée comme stable et sans mouvement au cours de la collecte du rayonnement qui dure généralement moins d'une seconde. Par conséquent, les échantillons de la fonction de visibilité peuvent être mesurés de manière successive en utilisant au moins deux chaines de réception. Un processus de commutation entre les différentes antennes peut alors être adopté dans ce type d'application.

### III.3.1 Réduction du nombre de chaines de réception par le biais d'une matrice de *switchs*

L'étude proposée ici est dédiée à l'utilisation de deux chaines de réception associées à un réseau d'antennes par le biais d'une matrice de *switchs* (figure III.3.1). L'idée est donc d'attribuer le signal reçu par chaque antenne à uniquement une des deux chaînes de réception Rx1 ou Rx2. Ainsi, la réduction du nombre d'antennes et du facteur de redondance permet de limiter la taille de la matrice de *switchs*.

Malgré son intérêt évident, l'utilisation d'une matrice de *switchs* pose principalement un problème lié à sa mise en oeuvre. En effet, une stratégie de commutation entre antennes (en particulier pour les réseaux 2D) est une tâche complexe, notamment en bande millimétrique du fait du nombre et du coût des *switchs* dans ces bandes de fréquences. Il s'avère donc important d'optimiser la conception de la matrice afin de simplifier le processus de commutation.



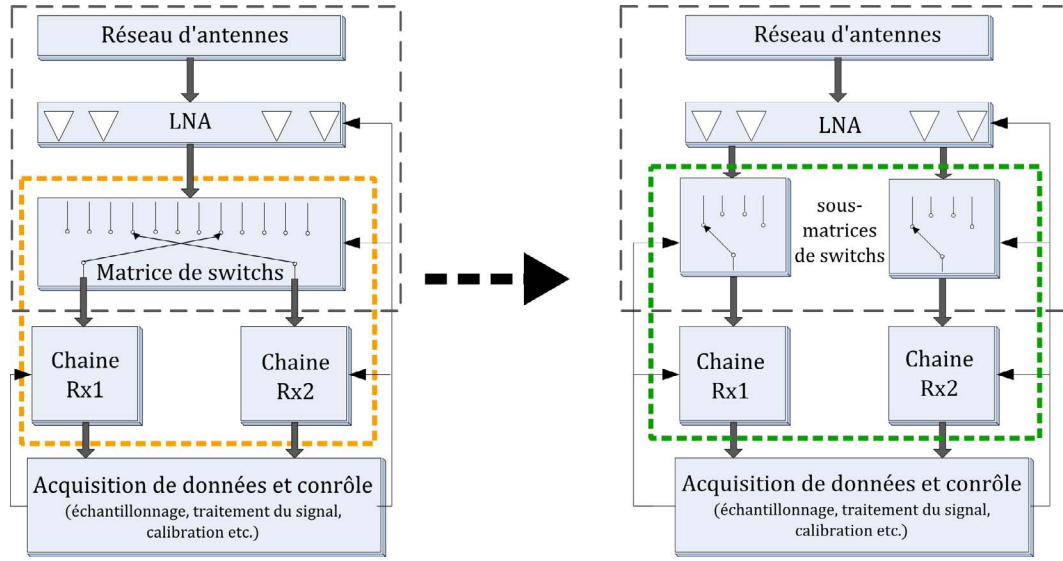


**Figure III.3.1:** (à gauche) Architecture standard multi-chaines avec  $N$  éléments rayonnants,  $N$  chaines de réception. (à droite) Architecture avec  $N$  éléments rayonnants associés à deux chaines de réception par le biais d'une matrice de *switchs*

### III.3.2 Optimisation par l'utilisation de deux sous-matrices de *switchs*

Nous proposons ici de diviser la matrice de *switchs* en deux sous-matrices indépendantes, chacune connectée à une seule chaîne de réception comme indiqué sur la figure III.3.2. Cette architecture permet de simplifier le processus de commutation. En effet, grâce à l'indépendance des deux sous-matrices, la complexité de la stratégie de commutation est réduite et peut être facilement implémentée car elle évite le croisement des lignes reliant chacune des antennes. Par conséquent, pour un nombre d'éléments  $N$  associés à chaque sous-matrice de *switchs*, la mise en oeuvre de cette dernière ne nécessite donc qu'un simple commutateur avec  $n$  entrées et une seule sortie « *SPnT* » (*single-pole-multiple-throw*).

Cette stratégie d'imagerie, qualifiée de bas coût et de moindre complexité, pose un problème au niveau de la répartition des antennes dans l'ouverture. En effet, pour avoir une indépendance des deux sous-matrices et ainsi éviter les intersections des lignes reliées aux antennes, il faut associer chaque antenne uniquement à une des deux sous-matrices. Étant donné que la mesure des échantillons de la fonction de visibilité est donnée par chaque couple d'antennes, le fait d'obtenir une couverture complète des fréquences spatiales n'est pas aussi simple lorsqu'on prend en compte cette indépendance des deux sous-matrices. La question de la répartition des



**Figure III.3.2:** (à gauche) Architecture avec  $N$  éléments rayonnants, associée à deux chaînes de réception par le biais d'une matrice de *switchs*. (à droite) Architecture du système optimisé avec  $N$  éléments rayonnants associés à deux chaînes de réception par le biais de deux sous-matrices de *switchs*.

antennes afin d'optimiser le processus de commutation par les deux sous-matrices est donc un point clef de ce travail. Ainsi, dans la section suivante, nous proposons un algorithme d'optimisation pour la recherche des structures géométriques 2-D avec la prise en compte des deux sous-matrices de *switchs* comme étant une des contraintes d'optimisation

### III.4 Optimisation du réseau d'antennes pour les systèmes d'imagerie avec deux sous-matrices de *switchs*

Cette section apporte une solution au problème posé par la stratégie de commutation avec les deux sous-matrices de *switchs*. L'optimisation du réseau d'antennes à commutation doit suivre plusieurs objectifs distincts : le premier objectif concerne le réseau d'antennes proprement dit afin d'obtenir un facteur de redondance minimal (ce qui revient à minimiser le nombre d'antennes). Le deuxième objectif vise à obtenir une couverture complète des fréquences spatiales (afin de ne pas dégrader le facteur de réseau équivalent). Enfin le troisième objectif a pour but d'optimiser les sous-matrices de *switchs* afin d'éviter les interconnexions (et ainsi simplifier le processus de commutation). Pour ce problème d'optimisation, nous proposons d'utiliser un

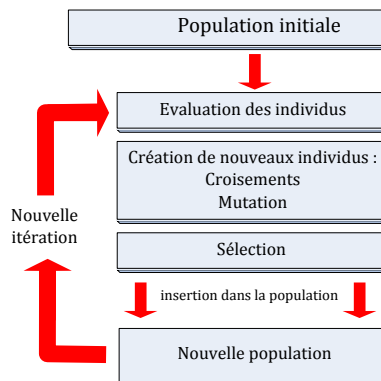
algorithme génétique [90, 91].

### III.4.1 Présentation du problème d'optimisation

L'algorithme génétique fournit des solutions qui ne sont pas calculables dans un temps raisonnable de façon analytique ou algorithmique. De plus, les algorithmes génétiques sont bien adaptés à la résolution de problèmes multicritères et à la recherche de valeurs optimales respectant plusieurs objectifs simultanés. Le schéma général d'un algorithme génétique est montré sur la figure (III.4.1). Une population est constituée d'un ensemble d'individus et un individu est une réponse au problème donné. Il faut noter que cet individu peut correspondre ou non à une solution valide du problème. La population d'individus est ensuite soumise à un procédé d'évaluation pour faire évoluer les solutions les plus « adaptées ». En effet, les solutions au problème qui sont les plus optimales « survivent » davantage que celles qui le sont moins bien. Ainsi, la population des solutions évolue par générations successives en croisant les meilleures solutions entre elles et en les faisant muter. Le déroulement de l'algorithme génétique peut être découpé en cinq étapes correspondant à une itération :

- la création de la population initiale d'individus,
- l'évaluation des individus,
- la création de nouveaux individus à partir des anciens,
- l'insertion de nouveaux individus dans la population,
- la réitération du processus.

Une génération est une itération de notre algorithme. Et la réitération de ce processus permet de tendre vers une solution optimale.



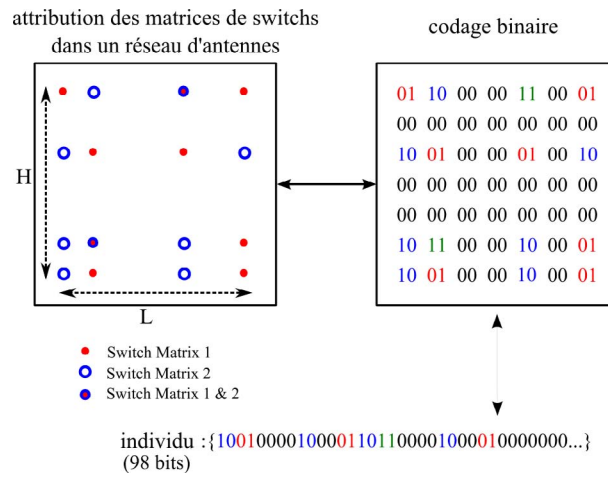
**Figure III.4.1:** Schéma récapitulatif du principe de l'algorithme génétique

Il est donc nécessaire de pouvoir traduire notre problème sous une forme utilisable pour l'algorithme génétique. Nous cherchons donc le réseau d'antennes optimal afin d'avoir une re-

dondance minimale. De plus, nous souhaitons également avoir accès à un nombre maximum de fréquences spatiales pour ne pas dégrader le facteur de réseau équivalent. Enfin, nous souhaitons associer chaque élément du réseau à une seule sous-matrice. Il est important de noter que ces objectifs peuvent se retrouver en concurrence.

### III.4.1.1 Codage binaire du problème

Pour démarrer un algorithme génétique, les caractéristiques d'une solution doivent tout d'abord être représentées par un ensemble de codes (binaire, réel, etc.).



**Figure III.4.2:** Codage d'un réseau d'antennes par une suite binaire

Dans notre cas, il faut trouver une manière de coder chaque élément du réseau. Nous utilisons ici un codage binaire : chaque position d'antenne correspond à une solution et est représentée par un mot de deux bits qui peuvent prendre les valeurs  $\{00, 01, 10, 11\}$ . La signification de ce mot de deux bits est la suivante :

- $\{00\} \Leftrightarrow$  aucune antenne n'est présente dans cette position,
- $\{01\} \Leftrightarrow$  présence d'une antenne associée uniquement à la sous-matrice de *switchs* 1,
- $\{10\} \Leftrightarrow$  présence d'une antenne associée uniquement à la sous-matrice de *switchs* 2,
- $\{11\} \Leftrightarrow$  présence d'une antenne associée aux deux sous-matrices de *switchs* 1 et 2.

Un individu (emplacement des différentes antennes) est donc représenté par une suite binaire (par exemple  $\{010011010110\dots\}$ ). Comme illustré sur la figure III.4.2, un réseau avec  $N$  antennes de dimensions  $(L \times H)$  est donc représenté par une suite binaire pour laquelle chaque position dans le réseau est codée avec le mot de deux bits décrit auparavant. On peut remarquer que ce codage est bijectif. En effet, pour un individu quelconque donné, il est possible de reconstruire le réseau d'antennes qui le représente et ainsi voir l'attribution de chaque élément

du réseau aux deux sous-matrices de *switchs*. En combinant tous les codes de chaque position, l'optimisation utilise donc l'expression du vecteur  $D = [x_1 y_1 \dots x_{L \times H} y_{L \times H}]$  pour rechercher la configuration optimale du réseau.

### III.4.1.2 Évaluation des solutions : La fonction de coût

Une fois que la population initiale est créée, nous sortons les individus les plus prometteurs c'est-à-dire ceux qui participent à l'amélioration de notre population. Nous attribuons donc une « note » ou un indice de qualité à chacun de nos individus. Dans le cas de notre problème multi-objectifs, cette évaluation est une étape importante du processus d'amélioration de notre population. En effet, les différents individus ne sont pas toujours comparables c'est-à-dire qu'il n'est pas toujours possible de dire qu'un individu est meilleur ou non qu'un autre individu si et seulement s'il est meilleur pour chacun des critères pris séparément.

Nous devons tout d'abord définir un nouveau facteur de redondance qui prend en compte la présence des deux sous-matrices. Classiquement, le facteur de redondance standard est défini par la relation (III.4.1) :

$$R = E[r(u_{mn}, v_{mn})] \quad \forall (m, n) \in [1, N] / m \neq n \quad (\text{III.4.1})$$

où « r » représente le degré de redondance de la fréquence spatiale  $(u_{mn}, v_{mn})$  issue de la paire d'antennes  $(m, n)$ , N est le nombre d'antennes et  $E[X]$  représente le moyenne de X. Dans notre cas, la nouvelle définition du facteur de redondance est alors donnée par la relation (III.4.2) :

$$R_{SW} = E[r(u_{mn}, v_{mn})] \quad (\text{III.4.2})$$

$$\forall (x_n, y_n) \in \{SW1\} \text{ and } \forall (x_m, y_m) \in \{SW2\}$$

où *SW1* et *SW2* sont respectivement les matrices qui représentent les positions des éléments affectés aux sous-matrices de *switchs* 1 et 2. Pour un réseau d'antennes, si le  $n^{ième}$  élément avec sa position  $(x_n, y_n)$  est associé à la matrice *SW1*, alors l'index correspondant est défini en tant que « 1 », sinon « 0 ». Ainsi, les matrices *SW1* et *SW2* correspondant à la configuration du réseau présenté sur la figure (III.4.2) sont :

$$SW1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad SW2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### III.4 Optimisation du réseau d'antennes pour les systèmes d'imagerie avec deux sous-matrices de switches

La minimisation du nombre d'antennes est obtenue en minimisant le facteur de redondance. Par conséquent, nous pouvons définir cela comme la première fonction d'optimisation (relation (III.4.3)) :

$$f_1 = R_{SW} \quad (\text{III.4.3})$$

La valeur optimale de la fonction d'optimisation  $f_1$  est égale à 1. Le deuxième objectif est associé à la couverture des fréquences spatiales. Une large couverture signifie une meilleure résolution angulaire. En outre, la perte de quelques visibilitées en raison de l'absence d'éléments déforme le facteur de réseau équivalent ( $AF_{eq}$ ) et dégrade ainsi la sensibilité et la précision radiométrique [83, 74]. Par conséquent, le deuxième objectif est d'avoir une couverture complète des fréquences spatiales. Cette dernière peut être définie mathématiquement comme le produit de corrélation croisée à deux dimensions des deux matrices  $SW1$  et  $SW2$ . En supposant un réseau avec une ouverture de dimensions  $(L \times H)$ , les matrices  $SW1$  et  $SW2$  sont de dimensions  $(L \times H)$ . Ainsi, la couverture des fréquences spatiales peut être modélisée par la relation (III.4.4) :

$$CV(i, j) = \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{H-1} SW1\{m, n\} \times SW2\{m+i, n+j\} \quad (\text{III.4.4})$$

où  $1 \leq i \leq 2L-1$  et  $1 \leq j \leq 2H-1$

La valeur de  $CV(i, j)$  est égale au degré de redondance de la fréquence spatiale associée  $(i, j)$ . Donc, si cette valeur est égale à zéro, cela signifie que la fréquence spatiale correspondante n'est pas mesurable. Par conséquent, la seconde fonction d'optimisation est donc donnée par la relation (III.4.5) :

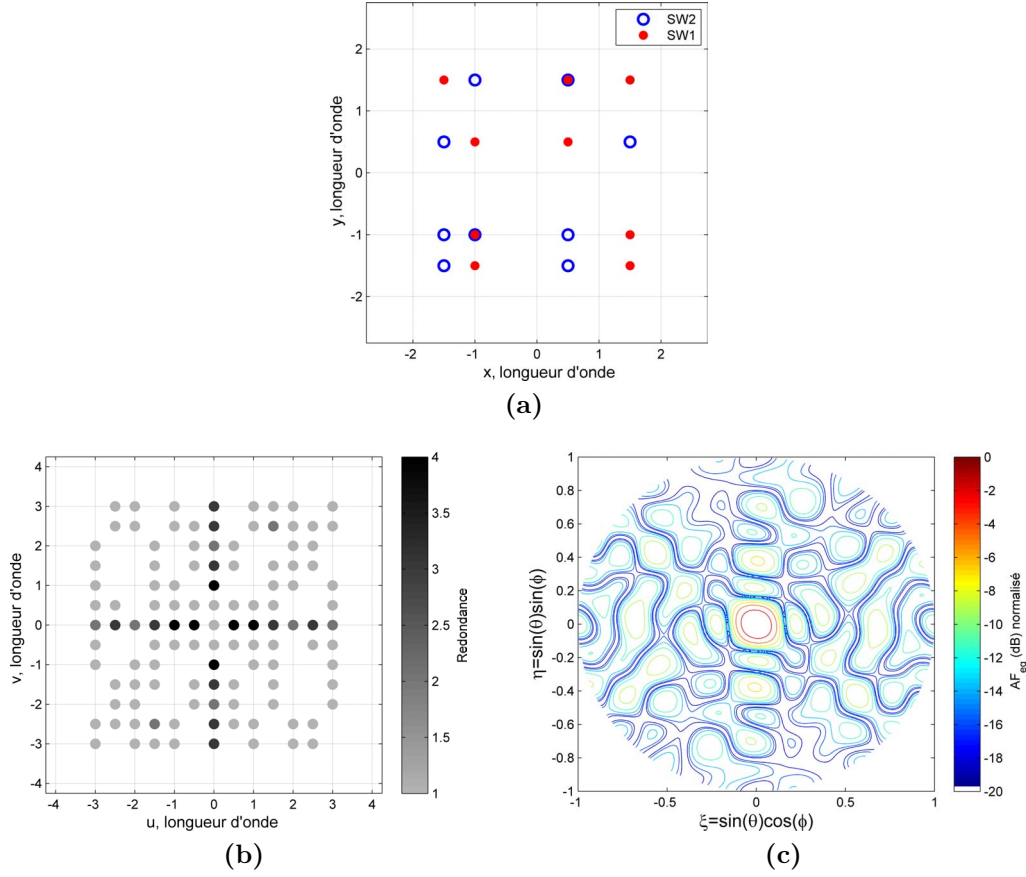
$$f_2 = \text{card}\{CV(i, j) = 0, \forall (i, j) \neq (0, 0)\} \quad (\text{III.4.5})$$

où  $\text{card}\{.\}$  représente le nombre cardinal de l'ensemble  $\{.\}$ . La valeur optimale de la fonction  $f_2$  est égale à 0. La figure (III.4.3) montre la couverture des fréquences spatiales  $CV$  et le facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}$  associés à la configuration du réseau présentée sur la figure (III.4.2). Dans cette configuration,  $CV$  et  $AF_{eq}$  ne sont pas optimisés en raison du manque de certaines fréquences spatiales, ce qui induit une dégradation de la qualité de l'image reconstruite.

Le troisième objectif est de minimiser le nombre d'éléments communs entre les deux sous-matrices. La fonction d'optimisation correspondant peut être décrite par (III.4.6) :

$$f_3 = \text{card}\{\{SW1\} \cap \{SW2\}\} \quad (\text{III.4.6})$$

La valeur optimale de la fonction  $f_3$  est égale à 0. Dans notre cas, nous voulons minimiser



**Figure III.4.3:** (a) Exemple d'une configuration non optimisée (b) Couverture des fréquences spatiales correspondante (l'échelle en gris représente le degré de redondance), et (c) le facteur de réseau équivalent correspondant  $AF_{eq}$

trois fonctions, chacune influençant l'autre. En effet, une amélioration d'un des objectifs (par exemple  $f_1$ ) peut induire une dégradation d'un autre (par exemple  $f_2$ ). Il n'y a donc pas de solution unique au problème si les objectifs sont traités indépendamment. Ce problème est donc résolu en utilisant un seul objectif global correspondant à la somme des trois fonctions. Chacune de ces fonctions est multipliée par un poids spécifique  $w$ . On définit donc la fonction de coût  $f_{coût}$  de notre objectif par la relation (III.4.7) :

$$f_{coût} = \{f_1 \times w_1\} + \{f_2 \times w_2\} + \{f_3 \times w_3\} \quad (III.4.7)$$

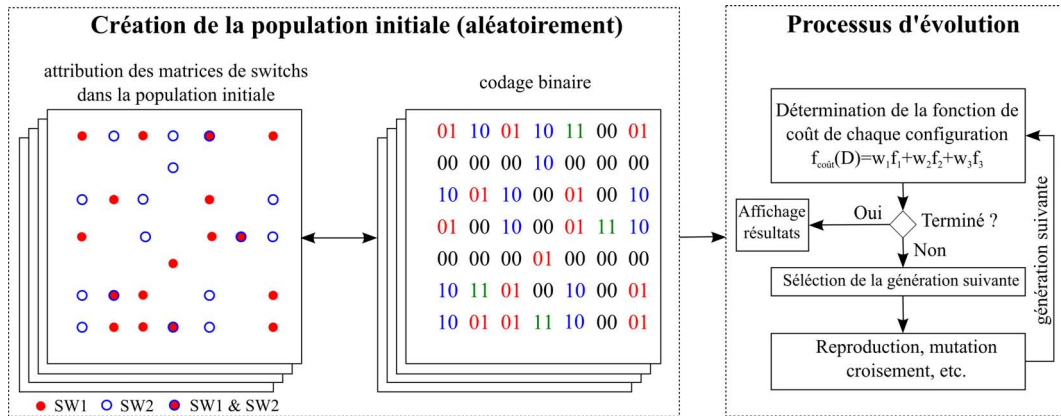
Un des paramètres critiques de cet algorithme d'optimisation est de choisir les poids pour obtenir une convergence vers la solution optimale. Dans cette étude, l'approche adaptative du poids « *Adaptive Weight Approach* » [90] est utilisée. Les poids des objectifs sont affectés en fonction des deux valeurs extrêmes de chaque fonction  $[f^{min}, f^{max}]$ . Par conséquent, le poids

spécifique pour chaque fonction est calculé par la relation (III.4.8) :

$$w_k = \frac{1}{(f_k^{max} - f_k^{min})} \quad , \quad k = 1, 2, 3 \quad (III.4.8)$$

### III.4.1.3 Processus d'évolution

Pour démarrer notre algorithme d'optimisation, il faut fournir une population initiale à faire évoluer. Il suffit que tous les individus créés participent à une solution potentielle, et il n'est nullement besoin d'envisager de créer de « bons » individus. Ils doivent juste fournir une réponse, même mal optimisée, au problème posé. Il est donc tout à fait possible de créer les individus de manière aléatoire. Cette méthode introduit un concept très utile dans les algorithmes génétiques : la diversité. Plus les individus de la population de départ sont différents les uns des autres, plus nous aurons de chance d'y trouver, non pas la solution parfaite, mais de quoi fabriquer les meilleures solutions possibles. Dans la suite, nous établissons une population d'individus au hasard relativement différents les uns des autres.



**Figure III.4.4:** Résumé du processus d'optimisation par l'algorithme génétique implémenté sur Matlab®

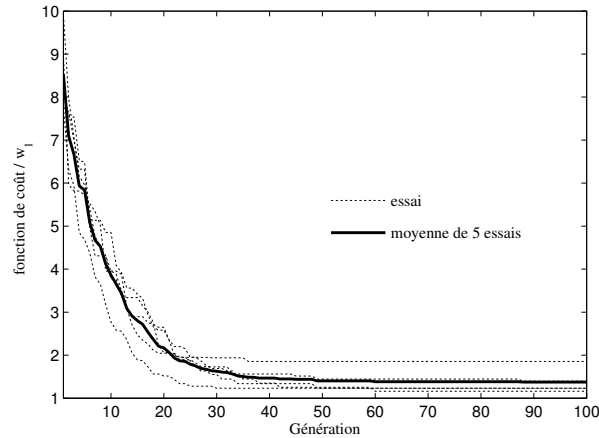
Dans le but de faire évoluer notre population, nous créons de nouveaux individus à partir des anciens. Pour cela, il existe plusieurs opérations inspirées de la génétique afin de faire évoluer une population d'individus de manière progressive. Parmi ces opérations, les plus utilisées sont le croisement, la mutation et la sélection. La figure (III.4.4) montre le processus d'optimisation par l'algorithme génétique implémenté sur Matlab®. La méthode utilisée consiste à créer de nouveaux individus, en effectuant ces opérations un certain nombre de fois, à insérer les nouveaux individus dans la population, puis à trier cette population selon l'évaluation de



ses membres, et enfin à ne conserver que les  $N$  meilleurs individus. Une fois la nouvelle population obtenue, on recommence le processus d'amélioration des individus pour obtenir une nouvelle population et ainsi de suite. Notons que toutes ces opérations sont déjà implémentées sur Matlab®.

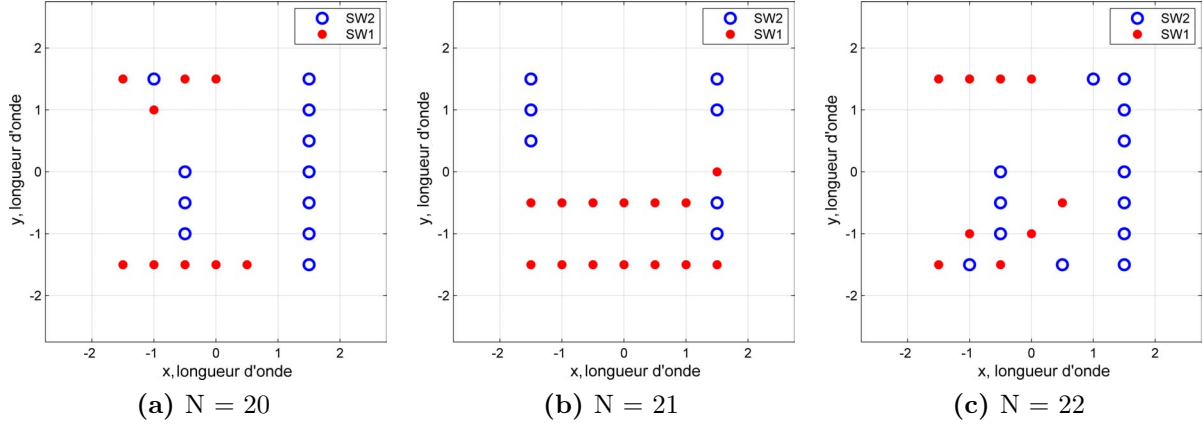
### III.4.2 Analyse des résultats d'optimisation

Dans ce qui suit, des résultats numériques sont présentés pour valider l'efficacité de l'optimisation proposée. On cherche une solution pour un réseau rectangulaire d'antennes de taille  $7 \times 7$ . Le but est de minimiser la fonction de coût contenant les différents objectifs pré-cités. Une fois que le nombre maximum de générations est atteint, nous avons obtenu un ensemble de solutions. Plusieurs essais ont été effectués dans le but de vérifier la convergence de l'algorithme d'optimisation. La figure (III.4.5) représente les caractéristiques de convergence de l'algorithme pour 5 essais ainsi que la moyenne de ces essais en fonction du nombre de générations.



**Figure III.4.5:** Convergence de l'algorithme d'optimisation pour 5 essais ainsi que leur moyenne en fonction du nombre de générations. La fonction de coût est normalisée par rapport à  $w_1$ , sa valeur optimale théorique est égale à 1.

Dans notre cas,  $[f_1^{min}, f_1^{max}] = [1, 27.8]$ ,  $[f_2^{min}, f_2^{max}] = [0, 168]$  et  $[f_3^{min}, f_3^{max}] = [0, 49]$ . À partir de la relation (III.4.8), le poids spécifique pour chaque fonction est  $[w_1, w_2, w_3] = [0.0373, 0.006, 0.0204]$ . Nous normalisons par rapport à  $w_1$ , la répartition des poids devient alors  $[w_1, w_2, w_3] = [1, 0.16, 0.54]$ . Le résultat obtenu démontre que la convergence est rapide au cours du processus d'évolution. La figure (III.4.6) montre quelques configurations optimales obtenues pour  $N = 20, 21$  et  $22$  antennes. La couverture des fréquences spatiales et le facteur de réseau équivalent de ces configurations sont donnés sur la figure (III.4.7).



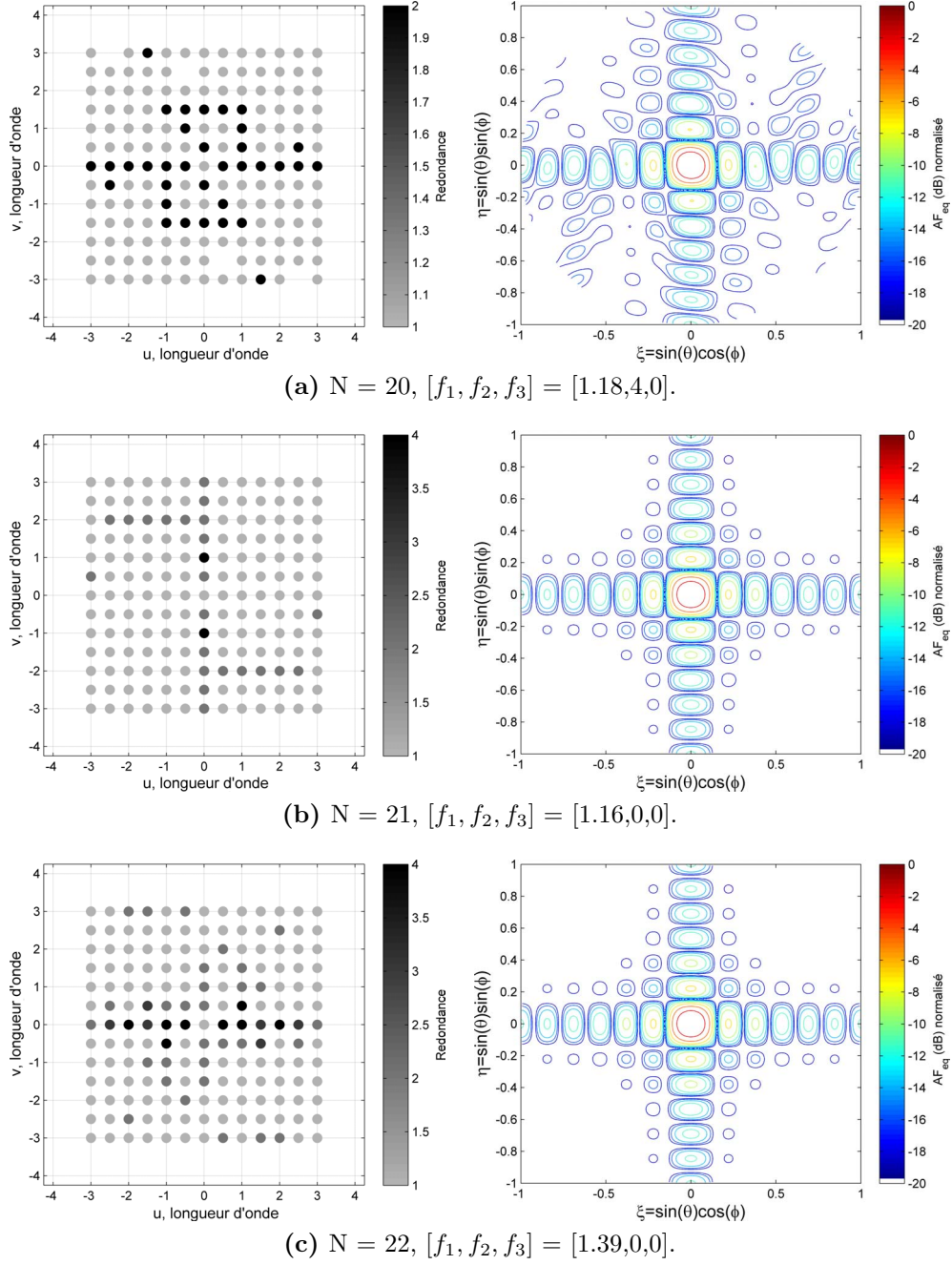
**Figure III.4.6:** Quelques solutions optimisées pour un réseau d'antennes de taille  $7 \times 7$

Comme illustré sur cette figure (III.4.7), les configurations optimales avec  $N = 21$  et  $N = 22$  fournissent une couverture complète des fréquences spatiales ( $f_2 = 0$ ), avec un facteur de redondance faible ( $f_1 = 1,16$  pour la configuration (b),  $1,39$  pour la configuration (c)) ainsi qu'une répartition indépendante des deux sous-matrices de *switchs* ( $f_3 = 0$ ). Par conséquent, ces configurations offrent le même facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}$  si on le compare à une configuration multi-chaines. En revanche, la configuration avec  $N = 20$  fournit une couverture imparfaite des fréquences spatiales ce qui déforme légèrement le facteur de réseau équivalent (figure III.4.7(a)). Dans le cas présent, parmi les configurations présentées pour un réseau de taille  $7 \times 7$ , la meilleure solution est celle obtenue avec une redondance de  $1,16$  (figure III.4.6(b)) et qui garantit une couverture totale avec un nombre d'antennes  $N = 21$ . Cette configuration semble être une bonne candidate pour le choix du réseau d'antennes de notre démonstrateur d'imagerie.

Cette partie a donc permis de proposer des solutions répondant au problème posé par l'utilisation des sous-matrices de *switchs*. À partir des remarques apportées, il semble très intéressant de réaliser une comparaison globale des différentes architectures des systèmes d'imagerie étudiées dans ce chapitre. Le but est de tirer une conclusion sur les performances de ces architectures notamment en termes de coût et de complexité de réalisation.

### III.4.3 Synthèse et comparaison des architectures envisagées

Cette partie présente une comparaison des différentes architectures des systèmes d'imagerie envisagées dans ce chapitre. Pour mettre en évidence cette comparaison, ces architectures ont les points en commun suivants :

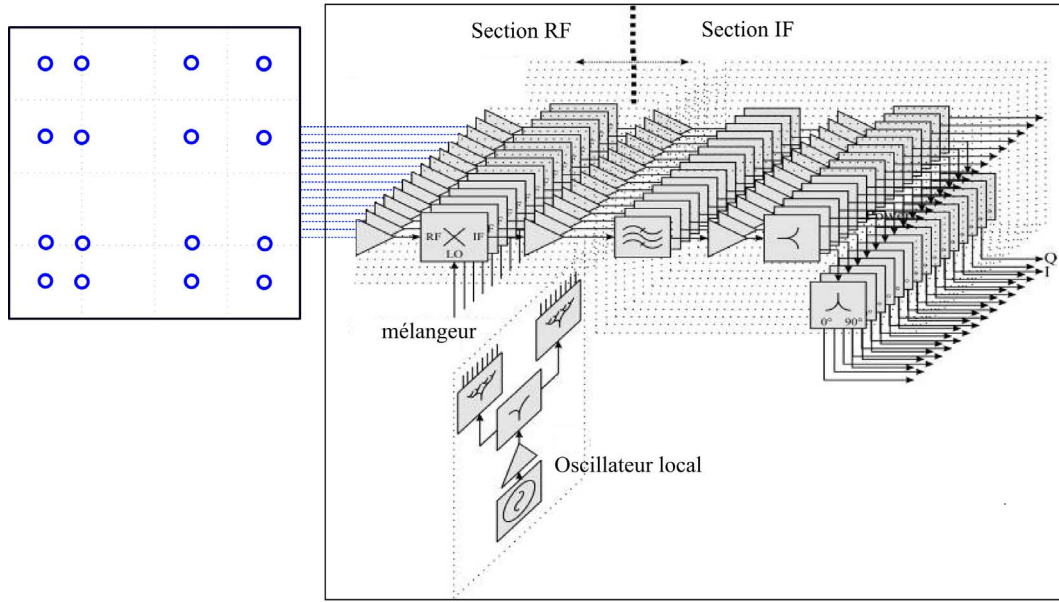


**Figure III.4.7:** Couverture des fréquences spatiales et facteur de réseau équivalent des solutions optimisées et illustrées sur la figure (III.4.6)

### III.4 Optimisation du réseau d'antennes pour les systèmes d'imagerie avec deux sous-matrices de switchs

- Une taille du réseau fixée à  $7 \times 7$ .
- Une couverture totale des fréquences spatiales.

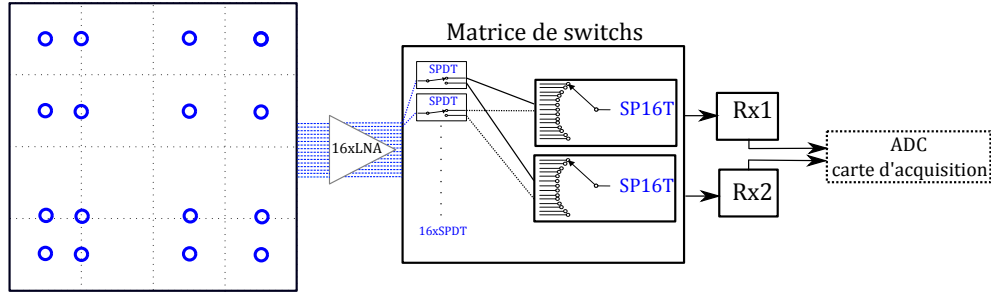
La comparaison est donc focalisée sur les aspects liés au coût du système ainsi que sur la difficulté de réalisation de chaque type d'architecture. Trois configurations sont donc comparées. La première configuration est l'architecture multi-chaines : pour un réseau rectangulaire de taille  $7 \times 7$ , le réseau le plus optimisé avec le moins d'antennes est de type « Cross Product ». Nous avons vu que ce réseau contient 16 antennes et présente une redondance égale à 1,42.



**Figure III.4.8:** La mise en place des éléments de l'architecture multichaines avec un réseau de taille  $7 \times 7$

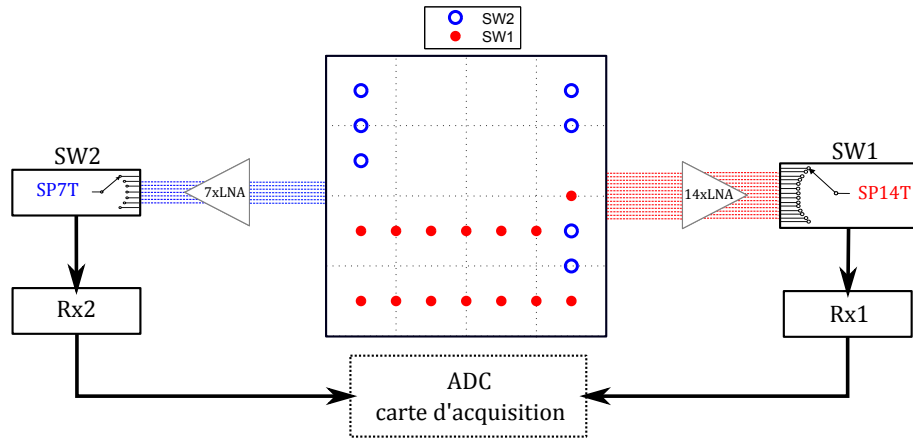
Le coût de cette architecture est proportionnel au nombre de chaînes de réception. La mise en place des éléments de cette configuration est illustrée sur la figure (III.4.8). Le gain du récepteur doit être suffisant pour obtenir le niveau minimal du signal radiométrique reçu afin d'effectuer la numérisation de ce signal. Par ailleurs, toutes les chaînes de réception doivent partager le même oscillateur local, pour maintenir une référence de phase commune à tous les récepteurs.

La deuxième configuration est l'architecture qui utilise une seule matrice de *switchs* afin de réduire le nombre de chaînes de réception. La figure (III.4.9) montre la mise en place des éléments de cette configuration dans le cas d'un réseau de taille  $7 \times 7$ . Pour avoir une couverture des fréquences spatiales complète, les deux récepteurs (Rx1 et Rx2) doivent avoir un accès à chaque élément du réseau par le biais d'une matrice de *switchs*. Dans notre cas, cette matrice de *switchs* contient donc 16 entrées et 2 sorties. Ceci peut être réalisé par l'utilisation de 16



**Figure III.4.9:** La mise en place des éléments pour une architecture avec une matrice de *switchs* dans un réseau de taille  $7 \times 7$

*switchs* SPDT (2 vers 1) et 2 *switchs* SP16T (16 vers 1) comme montré sur la figure (III.4.9).



**Figure III.4.10:** La mise en place des éléments pour une architecture avec deux sous-matrices de *switchs* dans un réseau de taille  $7 \times 7$

La troisième configuration est l'architecture optimisée avec l'utilisation de deux sous-matrices de *switchs*. Pour un réseau de taille  $7 \times 7$ , parmi les configurations montrées sur la figure (III.4.6), la meilleure solution utilise 21 antennes. La figure (III.4.10) montre la mise en place des éléments de cette configuration. Cette dernière ne nécessite donc que 2 *switchs* de taille égale à celle de chaque sous-matrice, un de type SP7T (7 vers 1) et l'autre de type SP14T (14 vers 1).

Notre objectif est de réaliser un démonstrateur d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Les différentes architectures de systèmes comparées ici ont une couverture totale des fréquences spatiales. Cela signifie qu'elles ont presque les mêmes performances en termes de résolution, champ de vision, etc. La seule différence est le temps de reconstruction d'une image (cf. table III.1). Ce temps de d'obtention d'image est de l'ordre d'une image par seconde pour les architectures avec une matrice ou deux sous-matrices de *switchs*, alors que

	Architecture multichaines	Architecture avec une matrice de <i>switchs</i>	Architecture avec deux sous-matrices de <i>switchs</i>
Nombre d'éléments	N=16	N=16	N=21
Nombre de Rx	Rx=16	Rx=2	Rx=2
Nombre de visibilités	$N_b = 169$	$N_b = 169$	$N_b = 169$
Nombre de <i>switchs</i>	-	$\begin{cases} 16 \times SPDT \\ 2 \times SP16T \end{cases}$	$\begin{cases} 1 \times SP7T \\ 1 \times SP14T \end{cases}$
Temps de reconstruction de l'image pour $\tau_{int}=10$ ms	$t=\tau_{int}=10$ ms	$t=\tau_{int} \times \frac{N_b}{2}=0.85$ s	$t=\tau_{int} \times \frac{N_b}{2}=0.85$ s

**Table III.1:** Différentes caractéristiques des architectures comparées

l'architecture multichaines permet de réaliser une image en temps réel. Actuellement, le critère de temps n'est pas crucial, car dans les applications visées (détection d'objets cachés sur un humain par exemple), on considère que la scène reste immobile durant le temps de l'expérimentation. Notre priorité s'est donc focalisée sur la réduction du coût et la difficulté de réalisation. L'architecture avec les deux sous-matrices de *switchs* semble donc la plus prometteuse en terme de coût et d'intégration puisqu'elle ne contient que deux chaînes de réception ce qui permet de réduire fortement le nombre de composants RF. En outre, pour une plus forte intégrabilité du système, la partie *front-end* (amplificateurs faible bruit + *switchs*) peut être intégrée avec le réseau d'antennes par le biais d'une technologie multicouches comme nous le présentons dans le chapitre suivant.

## III.5 Conclusion

Au cours de ce chapitre, dans le but de contribuer au développement des systèmes d'imagerie millimétrique passive par le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique, le concept de l'utilisation de la commutation par l'approche des sous-matrices de *switchs* a été présenté. Pour améliorer le rapport coût-performances des systèmes d'imagerie, le nombre de récepteurs a été réduit au minimum (deux récepteurs), tout en conservant des performances suffisantes. La synthèse du réseau par l'application de l'algorithme génétique afin d'optimiser et de simplifier le processus de commutation a démontré la possibilité de mettre en oeuvre un système avec un nombre réduit d'antennes.

À partir de la comparaison de différentes approches, il a été montré que l'approche d'imagerie par le biais des sous-matrices de *switchs* présente des avantages importants en termes de coûts, de consommation et d'encombrement du système. Cette utilisation de sous-matrices de *switchs*

peut satisfaire nos exigences et nos attentes pour un système d'imagerie qualifié d'entièrement électronique. L'objectif des travaux qui suivent est d'adapter cette approche à un démonstrateur d'imagerie complet, en bande X et en bande millimétrique. L'objectif de ces démonstrateurs est de valider dans un premier temps cette approche de manière expérimentale, puis de valider le principe de construction de la matrice de calibration du système « G » afin de traiter les données réelles pour la reconstruction d'images. Le chapitre suivant est donc consacré au développement de ces deux prototypes.

À noter que l'ensemble de travaux présenté dans ce chapitre a été valorisé par une publication dans un journal international [92] et par une communication internationale [93] en 2012.

# Chapitre IV

## Conception de démonstrateurs basés sur la stratégie des sous-matrices de *switchs*

### Sommaire

---

IV.1 Introduction . . . . .	101
IV.2 Description générale et technologie de conception . . . . .	101
IV.3 Démonstrateur en bande X . . . . .	103
IV.3.1 Conception de l'antenne élémentaire et d'une antenne globale passive . .	104
IV.3.2 Amplificateur faible bruit ( <i>LNA</i> ) . . . . .	108
IV.3.3 <i>Switchs</i> . . . . .	111
IV.3.4 Maquette complète du module hyperfréquence en bande X . . . . .	115
IV.3.4.1 Résultats de mesure de l'antenne active . . . . .	118
IV.3.4.2 Stabilité du système . . . . .	121
IV.3.4.3 Synthèse . . . . .	124
IV.4 Démonstateur en bande millimétrique (35 GHz) . . . . .	124
IV.4.1 Conception de l'antenne élémentaire . . . . .	124
IV.4.2 <i>Switchs</i> . . . . .	125



*Chapitre IV Conception de démonstrateurs basés sur la stratégie des sous-matrices de switches*

---

IV.4.3	Maquette complète du module actif à 35 GHz . . . . .	128
IV.4.3.1	Résultats de mesure de l’antenne active . . . . .	129
IV.5	Conclusion . . . . .	130

---

## IV.1 Introduction

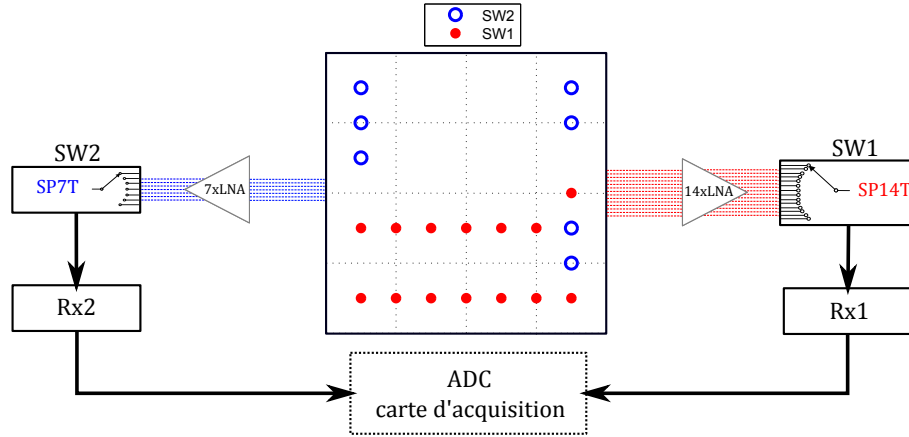
Les chapitres précédents nous ont permis de choisir le dispositif d'imagerie correspondant au démonstrateur envisagé et de déterminer les caractéristiques théoriques et fondamentales nécessaires au développement et à la conception du système. Ce chapitre présente le développement de démonstrateurs d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Le concept est basé sur l'approche des sous-matrices de *switchs* présentée dans le chapitre précédent.

Ce chapitre débute par une présentation de la technologie choisie pour la réalisation du module hyperfréquence. Nous détaillons ensuite l'architecture globale du système ainsi que les composants nécessaires pour sa mise en oeuvre. Deux démonstrateurs basés sur la stratégie de commutation par le biais de sous-matrices de *switchs* sont ensuite conçus et présentés. Les fréquences de travail se situent respectivement autour de 11 GHz et 35 GHz. Nous donnons les caractéristiques et les performances des parties hyperfréquences à la fois en simulation et en mesure. Une étude de stabilité du module hyperfréquence à 11 GHz est également fournie.

## IV.2 Description générale et technologie de conception

Afin de fournir une vue globale du système, un aperçu de l'architecture envisagée est présenté sur la figure IV.2.1. Cette figure montre le schéma de principe, dans lequel les principaux modules sont reliés entre eux. Trois modules différents apparaissent : le module hyperfréquence (antennes + *LNA* + *switchs* SW1 et SW2), le module radiofréquence (Rx1 et Rx2) et le module de traitement numérique et de contrôle (*ADC* + carte d'acquisition). Ce dernier gère principalement deux tâches de contrôle : contrôler les *switchs* du module hyperfréquence, et en même temps contrôler les périphériques d'acquisition des signaux reçus.

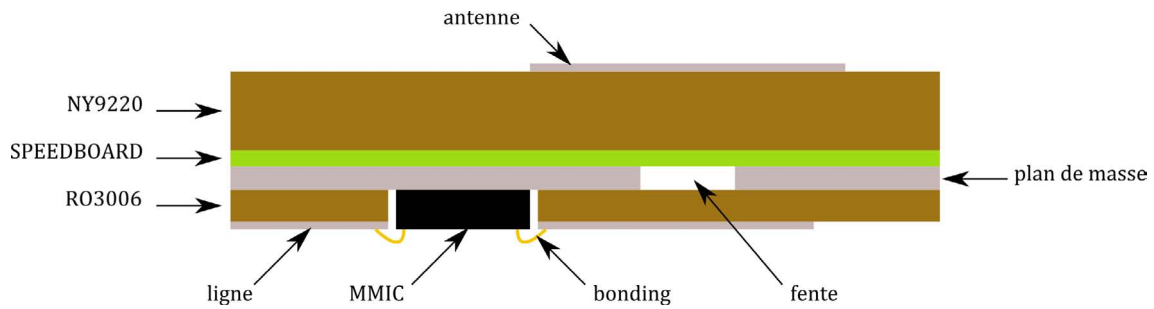
Concernant le module hyperfréquence qui fait l'objet de ce chapitre, une technologie bas coût est utilisée. Pour une meilleure intégrabilité du module hyperfréquence, il s'agit d'une technologie imprimée basée sur une structure bicouche utilisant deux substrats différents pour la conception comme présenté sur la figure IV.2.2. En effet, la technologie imprimée présente de nombreux avantages par rapport aux autres technologies de type filaire ou guide d'onde. Ainsi, il est possible de citer le faible poids et encombrement de cette technologie, les interconnexion et intégration aisées avec les circuits actifs et les composants type *MMIC* qui les composent. À l'inverse, ces technologies imprimées possèdent, aux fréquences élevées, l'inconvénient de présenter des pertes inhérentes aux substrats diélectriques et aux conducteurs métalliques utilisés. Dans notre cas, le choix s'est orienté vers les substrats suivants :



**Figure IV.2.1:** Schéma de principe du système indiquant les connexions entre les différents modules

- Le substrat Rogers RO3006 pour la face circuit (couche inférieure). L'épaisseur de ce substrat est de 0,127 mm et la permittivité est de l'ordre de 6,15. Le choix de ce substrat est justifié par le besoin d'intégration des puces *MMIC*. Ce point est détaillé dans la partie concernant les *switchs*.
- Le substrat Neltec NY9220 pour la face rayonnante (couche supérieure). La permittivité de ce substrat est faible (de l'ordre de 2,2). Deux épaisseurs différentes ont été choisies pour chaque démonstrateur : 1,57 mm pour la bande X (11 GHz), et 0,5 mm pour la bande millimétrique (35 GHz). Le choix de ce substrat est justifié par sa disponibilité et son faible coût d'une part, et d'autre part, pour limiter au maximum les différentes pertes et donc optimiser les rendements des antennes conçues. En effet, le rendement des antennes est d'autant meilleur que la constante diélectrique est faible et l'épaisseur du substrat limitée afin d'éviter les pertes dues aux ondes de surface qui sont inhérentes aux couches diélectriques.

La couche de substrat inférieure soutient donc les lignes d'alimentation et les composants actifs. Les parties rayonnantes sont quant à elles imprimées sur la couche de diélectrique supérieure. Le passage du signal d'une couche à l'autre se fait via une fente de couplage qui est gravée dans le plan de masse. Afin de rigidifier la structure, de reporter les composants actifs nécessaires et d'assurer la dissipation de chaleur due aux composants actifs, une semelle métallique épaisse (0,1 mm) est insérée entre les couches diélectriques. Ceci nécessite l'optimisation de la taille de fente afin de permettre le couplage électromagnétique entre la ligne d'alimentation et l'antenne. Cette technologie multicouche est bien adaptée à la réalisation d'antennes actives du fait de la séparation entre les circuits et les antennes. En outre, ceci permet de protéger les composants actifs vis-à-vis du rayonnement des antennes.



**Figure IV.2.2:** Technologie multicouches et transition via des fentes de couplage

Les maquettes ont été réalisées en collaboration avec la société Lithos et en utilisant un film de colle de type Speedboard de constante diélectrique 2,6 et d'épaisseur 35  $\mu\text{m}$  qui permet le collage de la couche diélectrique supérieure (substrat Neltec) sur la semelle métallique (figure IV.2.2). Il est indispensable de prendre en compte tous les paramètres technologiques (constantes diélectriques et épaisseurs des différentes couches) dans la simulation afin d'optimiser au mieux le *design* des antennes multicouches.

La suite de ce chapitre s'intéresse donc aux différents blocs du module hyperfréquence. Le principe d'alimentation de l'antenne est d'abord présenté et l'étude en simulation et mesure de cette dernière est donnée. Puis, un amplificateur à faible bruit (*LNA*) est testé pour valider à 11 GHz les performances du transistor sélectionné pour réaliser cet amplificateur. Dans un troisième temps, les simulations et les mesures d'un *switch* SP4T sont présentées dans le but de concevoir les sous-matrices de *switchs*. Enfin, le module hyperfréquence réalisé est présenté. La plupart de ces étapes se retrouvent à l'identique pour les deux modules considérés respectivement à 11 et 35 GHz.

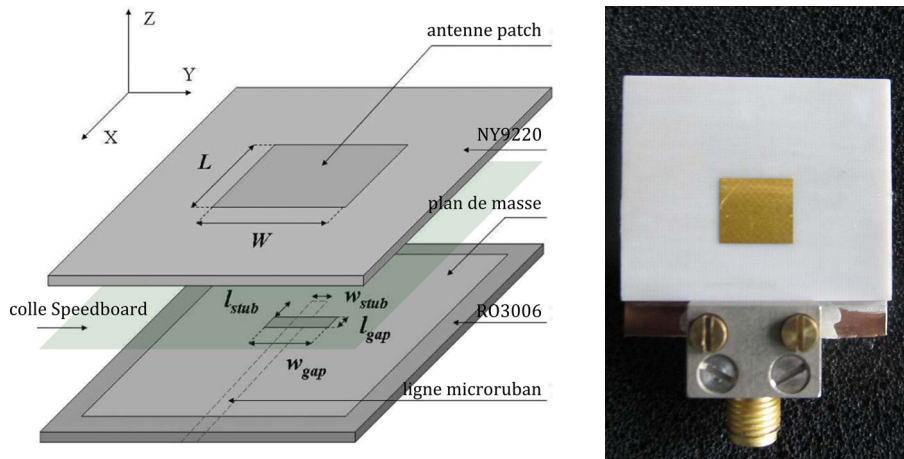
## IV.3 Démonstrateur en bande X

Pour le besoin de notre système, nous avons développé le module hyperfréquence du démonstrateur en bande X en utilisant la technologie multicouches décrite précédemment. En outre, tous les reports de puces (*MMIC*) et composants *CMS* nécessaires à la réalisation du module actif ont été assurés par la société ARELIS (anciennement Meusonic). Nous présentons, dans un premier temps, l'étude des simulations effectuées pour l'élément rayonnant unitaire ainsi que l'antenne globale constituée des 21 antennes dans une configuration passive afin de mesurer le diagramme de rayonnement de quelques sources élémentaires de ce réseau. Le design des antennes est effectué sous la plateforme de simulation CST Microwave Studio qui permet la simulation 3D d'antennes. Dans un deuxième temps, la conception et la mesure du

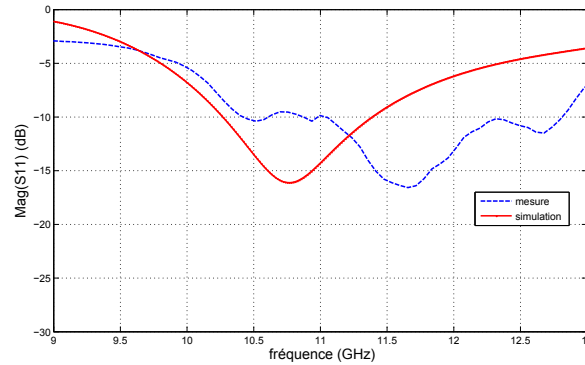
LNA connecté derrière chaque antenne élémentaire sont présentées. Ensuite, un paragraphe concerne la simulation, la réalisation et la mesure du *switch* SP4T (1 entrée / 4 sorties) qui intervient dans la constitution des sous-matrices de *switchs*. Enfin, le module hyperfréquence actif complet est présenté et caractérisé en termes de diagrammes de rayonnement. Pour rappel, la mesure en rayonnement des 21 antennes constituant le module est nécessaire afin de mettre en oeuvre la matrice G de calibration indispensable au traitement d'image.

### IV.3.1 Conception de l'antenne élémentaire et d'une antenne globale passive

Le travail concerne ici la conception et la réalisation d'une antenne de type *patch* alimentée par une ligne d'excitation via une fente de couplage gravée dans le plan de masse [94, 95, 96]. L'élément rayonnant (*patch*) est imprimé sur le substrat Neltec NY9220 d'épaisseur 1,57 mm, de constante diélectrique  $\epsilon_r = 2,2$  et d'angle de pertes  $\tan \delta = 0,0009$ . Ce substrat est choisi car il présente une faible constante diélectrique ce qui permet d'obtenir une bonne efficacité. L'épaisseur choisie permet quand à elle d'obtenir une antenne fonctionnant sur une largeur de bande suffisante (1 GHz) pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB (valeur obtenue en simulation). La ligne d'excitation de l'antenne est imprimée sur le substrat Rogers RO3006 d'épaisseur 0,127 mm et de constante diélectrique 6,15. La finesse du substrat permet d'avoir des lignes microruban fines, ce qui facilitera l'interconnexion des puces MMIC (*switchs*) par la suite. Ce type d'antenne alimentée par fente demande le réglage d'un nombre important de paramètres afin de l'adapter : la taille du *patch*, la longueur et largeur de la fente, la longueur du



**Figure IV.3.1:** *Patch* alimenté par fente en bande X, dimensions en (mm) :  $L = 7,27$  ;  $W = 8,2$  ;  $w_{gap} = 5$  ;  $l_{gap} = 0,65$  ;  $l_{stub} = 0,92$  et  $w_{stub} = 0,2$ .

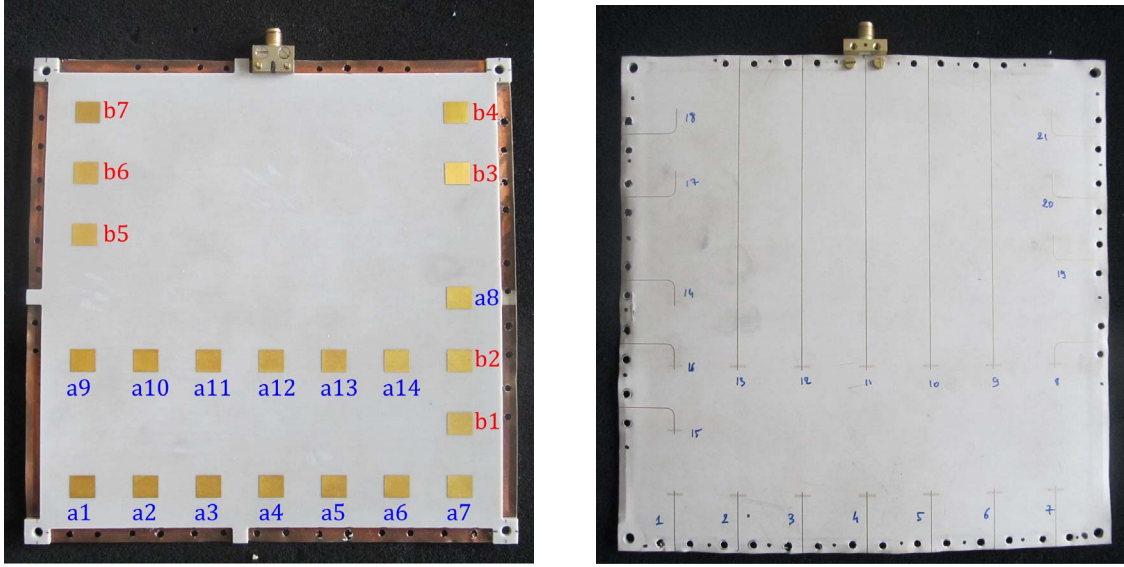


**Figure IV.3.2:** Le module du coefficient de réflexion d’une antenne de la maquette passive

*stub* série. Après optimisation de ces différents paramètres à l’aide du logiciel CST Microwave Studio, le *design* final est obtenu pour respecter la fréquence et la bande de fonctionnement. Le *design* d’une cellule élémentaire est présenté sur la figure IV.3.1 avec les dimensions optimisées, la ligne d’alimentation et la fente d’excitation.

Un *patch* élémentaire est réalisé avec la technologie pré-citée. Sur la figure IV.3.2 sont présentés le module des coefficients de réflexion ( $S_{11}$ ) simulé et mesuré. Un décalage assez important en fréquence est à noter. Celui-ci est dû à la discontinuité entre le connecteur coaxial utilisé pour mesurer l’antenne et la ligne d’excitation imprimée sur le substrat Rogers RO3006. En effet, cette discontinuité induit des effets de désadaptation et/ou de décalage en fréquence et n’a pas été prise en compte lors de la calibration de l’analyseur de réseau (calibration coaxiale simple). En outre, la réalisation de l’antenne suivant le procédé d’empilage des couches diélectriques peut également induire un désalignement qui affectera également le coefficient de réflexion. Expérimentalement, cette antenne reste tout de même bien adaptée sur la bande 10,7 - 12,3 GHz ce qui convient pour la réalisation du module actif autour de 11 GHz.

Dans un deuxième temps, cette antenne élémentaire est mise en configuration "réseau" comme ce sera le cas pour le module actif. L’antenne globale passive réalisée et constituée de 21 sources est représentée sur la figure IV.3.3 où l’on voit apparaître la face rayonnante à gauche et la face contenant les lignes d’alimentation à droite. Pour la mesure des diagrammes de rayonnement de quelques sources de l’antenne globale, le connecteur coaxial utilisé est changé de position en fonction de l’antenne élémentaire que l’on souhaite mesurer. Lors de la simulation ainsi que de la mesure du diagramme de rayonnement, les autres antennes élémentaires non connectées sont alors laissées en circuit ouvert puisque le *switch* qui sera positionné ultérieurement derrière chaque antenne est de type réflectif c’est-à-dire qu’il se comporte comme un circuit-ouvert dans le cas où le *switch* est ouvert. Les diagrammes de rayonnement 2D mesurés et simulés pour deux antennes (antennes a14 et a2, voir figure IV.3.3) sont présentés sur les

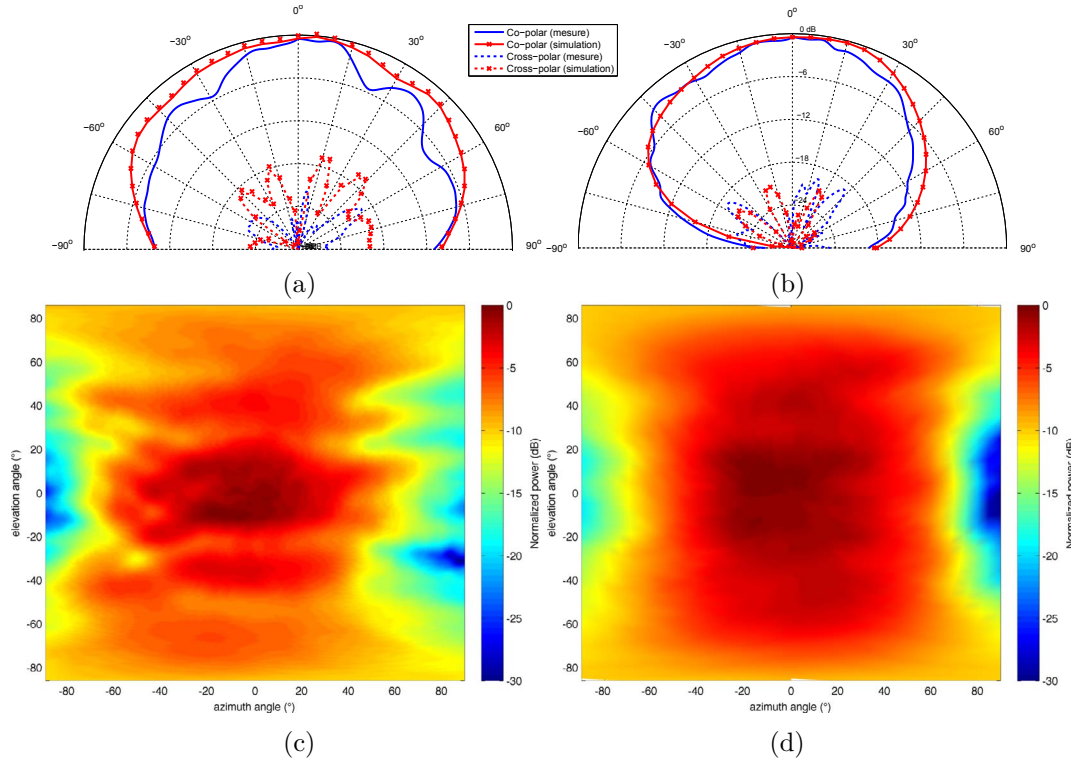


**Figure IV.3.3:** Maquette du réseau passif multicouche : (gauche) face réseau rayonnant et (droite) face alimentation. Les indices (a1, a2,... a14) et (b1, b2,...b7) représentent respectivement les antennes liées à la sous-matrice de switches SW1 et SW2

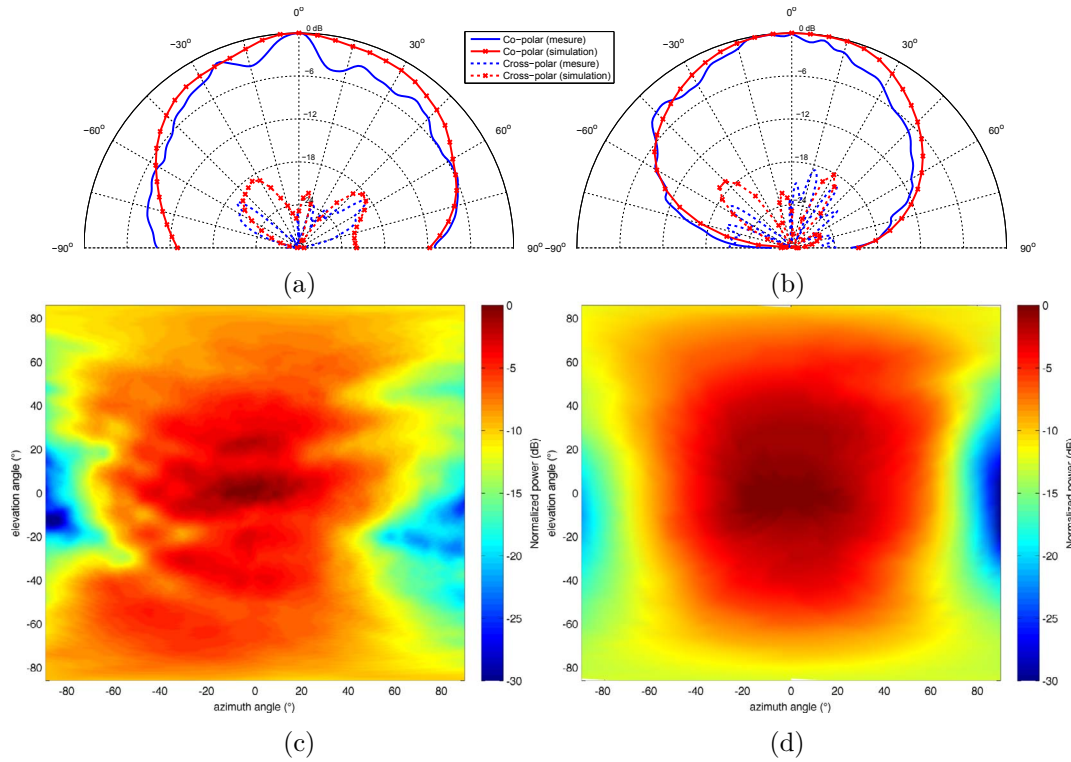
figures IV.3.4 et IV.3.5 (a) et (b) respectivement pour les plans E et H. Les mesures sont en bonne adéquation dans le plan H avec une ouverture à -3dB de 75°. Dans le plan E apparaissent des oscillations pour la mesure qui sont dus à des phénomènes de diffraction sur le support d'antenne et/ou le connecteur et non pris en compte lors de la simulation.

Le niveau de la polarisation croisée est inférieur à -20 dB dans les deux plans. En ce qui concerne le gain, il est de l'ordre de 6 dB en simulation pour les antennes élémentaires testées.. Le niveau du rayonnement arrière est inférieur à -13 dB en simulation et le couplage entre antennes élémentaires est inférieur à -25 dB. Des cartographies 3D (azimut / élévation) des diagrammes de rayonnement en polarisation principale sont également présentées sur les figures IV.3.4 et IV.3.5 (c) et (d) respectivement en mesure et en simulation. Ce type de mesure 3D est nécessaire pour modéliser la matrice de calibration G.

Cette maquette passive avec 21 sources est réalisée dans le but d'une part de valider la technologie de conception utilisée par la société Lithos, et d'autre part d'affiner la procédure de mesure du diagramme 3D qui sera utile pour modéliser la matrice de calibration G. La mesure des diagrammes de rayonnement est donc limitée sur quelques antennes dont deux ont été présentées ici. La partie suivante concerne la conception et la réalisation d'un amplificateur faible bruit (*LNA*) qui doit être positionné ultérieurement derrière chaque antenne élémentaire dans le module actif.



**Figure IV.3.4:** Diagrammes de rayonnement de l'antenne passive #a14 mesurés à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) diagramme 3D (mesure) (d) diagramme 3D (simulation)



**Figure IV.3.5:** Diagrammes de rayonnement de l'antenne passive #a2 mesurés à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) diagramme 3D (mesure) (d) diagramme 3D (simulation)

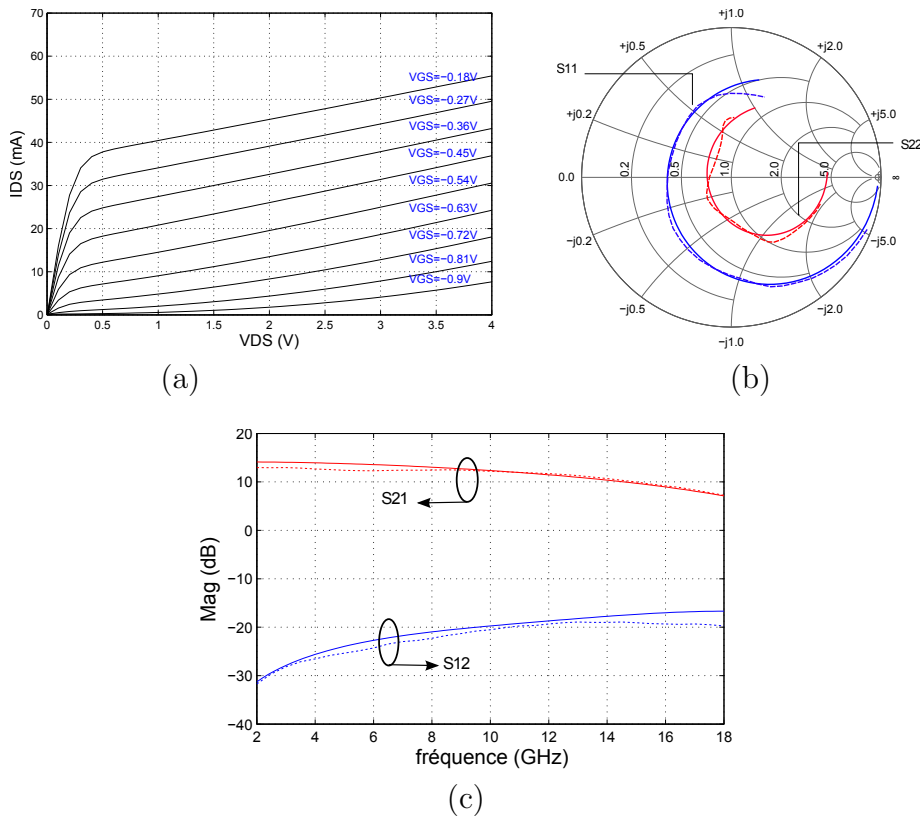


### IV.3.2 Amplificateur faible bruit (*LNA*)

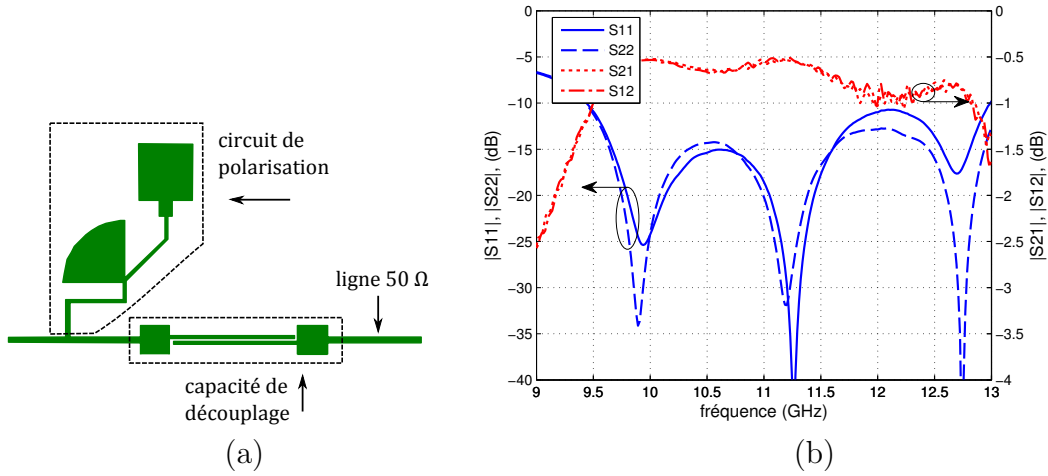
Le transistor sélectionné (NEC NE4210S01) est un composant faible bruit qui peut fonctionner dans la bande de fréquences Ku (12-18 GHz) d'après les données constructeur. Le choix de ce composant se justifie pour plusieurs raisons : la disponibilité, les performances et le coût.

La conception d'un *LNA* passe par la simulation de ses paramètres à l'aide d'un logiciel d'analyse de circuits hyperfréquences (Ansoft Designer dans notre cas). Pour cela, un modèle représentant le transistor est donné par le constructeur dans la documentation du composant et est importé sous Ansoft Designer afin de pouvoir simuler et optimiser l'amplificateur faible bruit qui doit être conçu. Pour le transistor NE4210S01, une simulation du modèle donné est effectuée, les paramètres en continu (modèle) et en hyperfréquence obtenus sont présentés sur la figure IV.3.6. Les courbes en continu et les paramètres-S (pour  $V_{ds} = 2$  V et  $I_{ds} = 10$  mA) sont en adéquation avec les valeurs fournies par le constructeur.

La polarisation du transistor (figure IV.3.7 (a)) est réalisée en utilisant une ligne quart d'onde



**Figure IV.3.6:** Modélisation du transistor NEC NE4210s01 de 2 à 18 GHz (a) Continu (b)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  (c)  $S_{21}$ ,  $S_{12}$ . Les courbes en pointillé correspondent au modèle simulé et les courbes en continu aux données du constructeur.

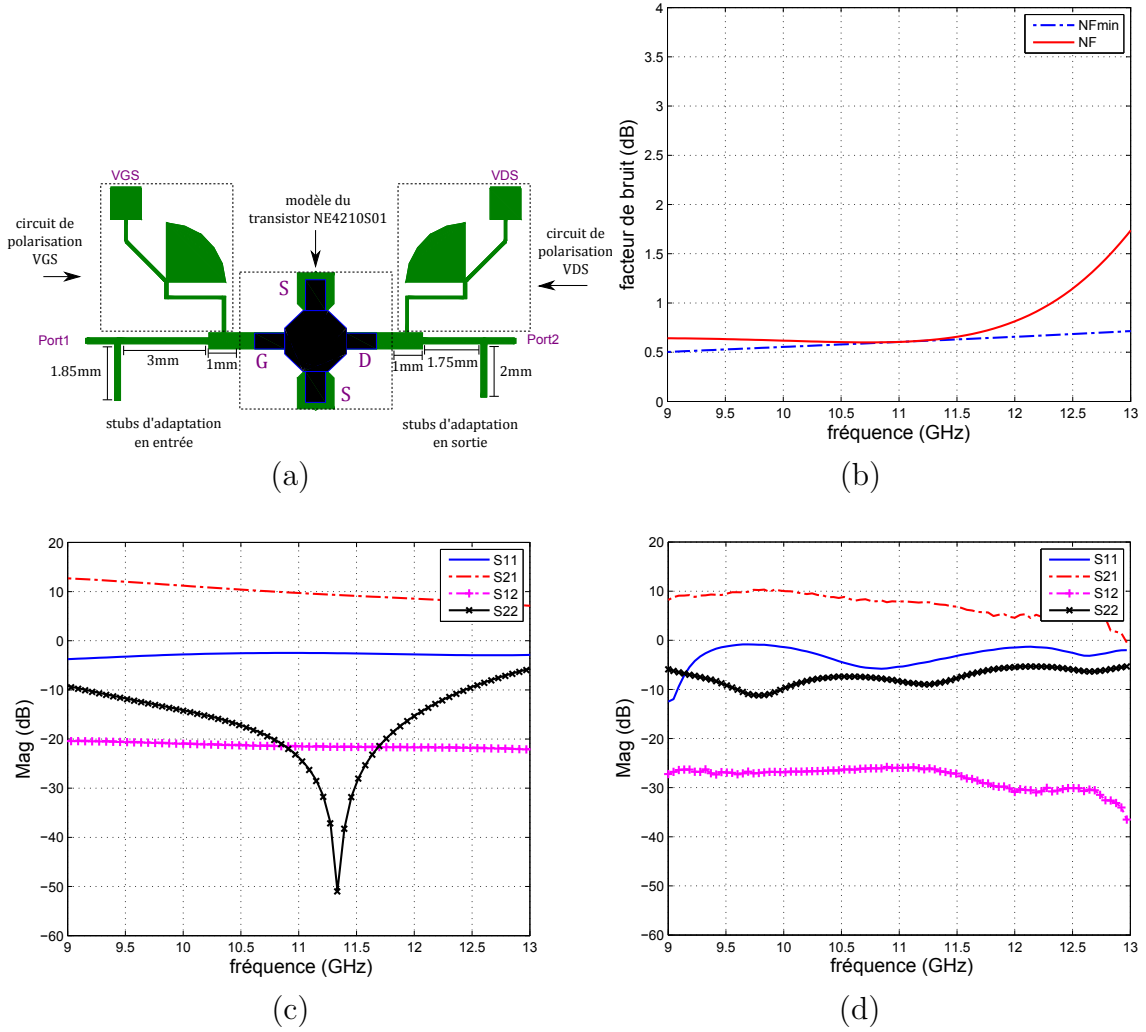


**Figure IV.3.7:** (a) Circuit de polarisation et capacité de découplage (b) Adaptation et atténuation de la capacité de découplage en technologie imprimée autour de 11 GHz

et une capacité papillon imprimées pour éviter de reporter des condensateurs CMS. En régime continu, la tension de polarisation alimente le transistor en empruntant les lignes imprimées. Au niveau hyperfréquence, la ligne quart d'onde ramène un circuit ouvert au niveau de la ligne de 50  $\Omega$ , ce qui empêche les signaux hyperfréquences de monter vers le générateur continu. Les tensions de polarisation VGS et VDS doivent être isolées des autres tensions (ie. de celles des *switches*). Pour cela, des capacités de découplage constituées de deux lignes couplées sont mises en oeuvre (figure IV.3.7 (a)). Cette option est une nouvelle fois choisie afin d'éviter le report de condensateurs CMS. Autour de 11 GHz, les pertes d'insertion de cette capacité de découplage sont faibles puisqu'elles sont de l'ordre de 0,5 dB à 11 GHz comme cela est montré sur la figure IV.3.7 (b).

Comme un amplificateur à faible bruit est étudié ici, l'objectif est donc d'avoir un facteur de bruit ( $NF$ ) minimum. Ce *LNA* est donc optimisé afin d'avoir les performances suivantes :  $NF < 1$  dB et Gain  $> 8$  dB sur la bande 10 - 12 GHz. Le point de fonctionnement de la polarisation est fixé à  $V_{DS} = 2$  V et  $I_{DS} = 10$  mA. Pour un fonctionnement en amplificateur faible bruit, le transistor ne sera pas adapté en entrée mais uniquement en sortie. Par conséquent, la non-adaptation en entrée induit que le gain de l'amplificateur n'est pas optimum. En effet, cet amplificateur fonctionnant en réception doit plutôt être optimisé en terme de facteur de bruit plutôt qu'en terme de gain. Des *stubs* parallèles sont ajoutés en entrée et en sortie afin de minimiser respectivement le facteur de bruit et d'adapter l'amplificateur en sortie.

Un *design* de cet amplificateur est conçu sur le substrat RO3006 ( $\epsilon_r = 6,15$ , épaisseur = 0,127



**Figure IV.3.8:** Dimensions et résultats de la simulation de l'amplificateur faible bruit NE4210S01 sous Ansoft designer, (a) dimensions, (b) facteur de bruit simulé, (c) paramètres-S simulés et (d) paramètres-S mesurés

mm). Les dimensions des *stubs* ainsi que celles du circuit de polarisation et de découplage sont données sur la figure IV.3.8 (a). Les résultats obtenus lors de la simulation de l'amplificateur sont présentés sur les figures IV.3.8 (b) et (c). Nous notons donc que le facteur de bruit de l'amplificateur a une valeur de 0,6 dB autour de 11 GHz. Le gain obtenu à 11 GHz est de 9,6dB. La sortie de l'amplificateur est bien adaptée ( $S_{22} < -15$  dB) mais pas l'entrée ( $S_{11} > -3$  dB).

Une maquette de cet amplificateur est ensuite réalisée. Lors des premières mesures de cet amplificateur, des problèmes de stabilité sont apparus au niveau de l'alimentation DC ce qui

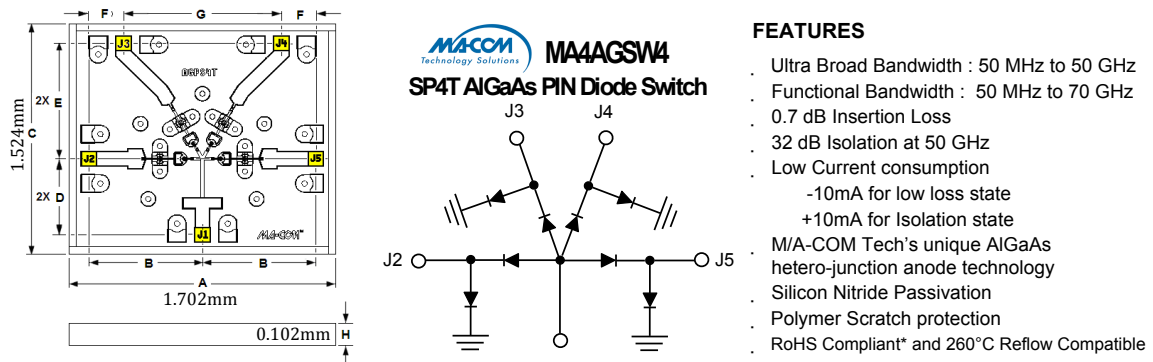
a engendré un fonctionnement instable en HF. Afin de lutter contre ce phénomène, les trous métallisés (vias) ramenant la masse et stabilisant le fonctionnement de l'amplificateur ont alors été élargis. De même, des capacités céramiques ont été ajoutées entre l'alimentation DC et la masse. Si l'amplificateur se comporte de façon plus stable, des écarts apparaissent tout de même avec la simulation. Les mesures font apparaître un gain de 7 dB (au lieu de 9,6dB en simulation) et une adaptation en sortie de -9 dB (au lieu de -15dB en simulation) à la fréquence de 11 GHz. Le fonctionnement imparfait de cet amplificateur peut engendrer des différences de niveau de réception entre les différentes chaînes du module actif. Nous évoquons ce problème dans la suite du manuscrit.

### IV.3.3 Switchs

Il existe deux grandes familles principales de commutateurs en hyperfréquences et basées sur deux technologies différentes :

- les semi-conducteurs (diode *PIN*, transistor) [97], facilement intégrables, relativement peu coûteux comparativement aux commutateurs « mécaniques »,
- les *MEMS* (*Micro Electro Mecanical System*) [98], facilement intégrables, offrant des performances très intéressantes, mais qui nécessitent encore une certaine maturité technologique notamment en ce qui concerne l'encapsulation,

La famille des semi-conducteurs a été choisie pour sa disponibilité et pour son coût. Comme cela a été mentionné dans l'introduction de ce chapitre, chaque structure des sous-matrices de *switchs* est connectée à un nombre différent d'antennes, 14 antennes pour la première sous-matrice et 7 antennes pour la seconde. Un seul type de *switchs* est utilisé présentant 4 entrées et une sortie (ou inversement puisque le *switch* est symétrique). Le *switch* choisi (MA4AGSW4 de MA\COM [99]) montre des performances intéressantes par rapport à son coût : une bonne iso-



**Figure IV.3.9:** Caractéristiques et dimensions du *switch* MA\COM MA4AGSW4 [99]

lation, des pertes d'insertion faibles et une vitesse de commutation de quelques nanosecondes. En outre, ce *switch* est caractérisé par une large bande de fonctionnement (de 50 MHz à 70 GHz). Cette caractéristique permet de l'utiliser également pour le prototype en bande millimétrique. Le prochain paragraphe concerne la caractérisation hyperfréquence de ce commutateur à diode PIN.

La figure IV.3.9 montre les caractéristiques principales et les dimensions du *switch* MA4AGSW4. Ce dernier est de type SP4T (4 entrées vers 1 sortie). Afin d'évaluer les caractéristiques de ce *switch* en bande X, une maquette est réalisée à 11 GHz. La maquette est constituée d'un circuit imprimé (substrat RO3006) sur lequel le *switch* est reporté (collage + *bondings*). Les dimensions du *switch* sont de 1,702 mm × 1,524 mm hors circuit de polarisation et capacités de découplage. Ces dernières sont ajoutées à l'extérieur de la puce. Une photographie du prototype est présentée sur la figure IV.3.10.

**Polarisation** : Des circuits de polarisation ainsi que des capacités de découplage sont nécessaires pour polariser indépendamment chaque *switch*. Ces deux éléments sont du même type que ceux utilisés pour l'amplificateur faible bruit.

Les paramètres-S du *switch* MA4AGSW4 ont été mesurés. Pour assurer un fonctionnement correct du switch, les courants de polarisation du *switch* à imposer sont :

- *Switch* à l'état ON :  $I = -10$  mA (mode insertion)
- *Switch* à l'état OFF :  $I = +10$  mA (mode isolation)

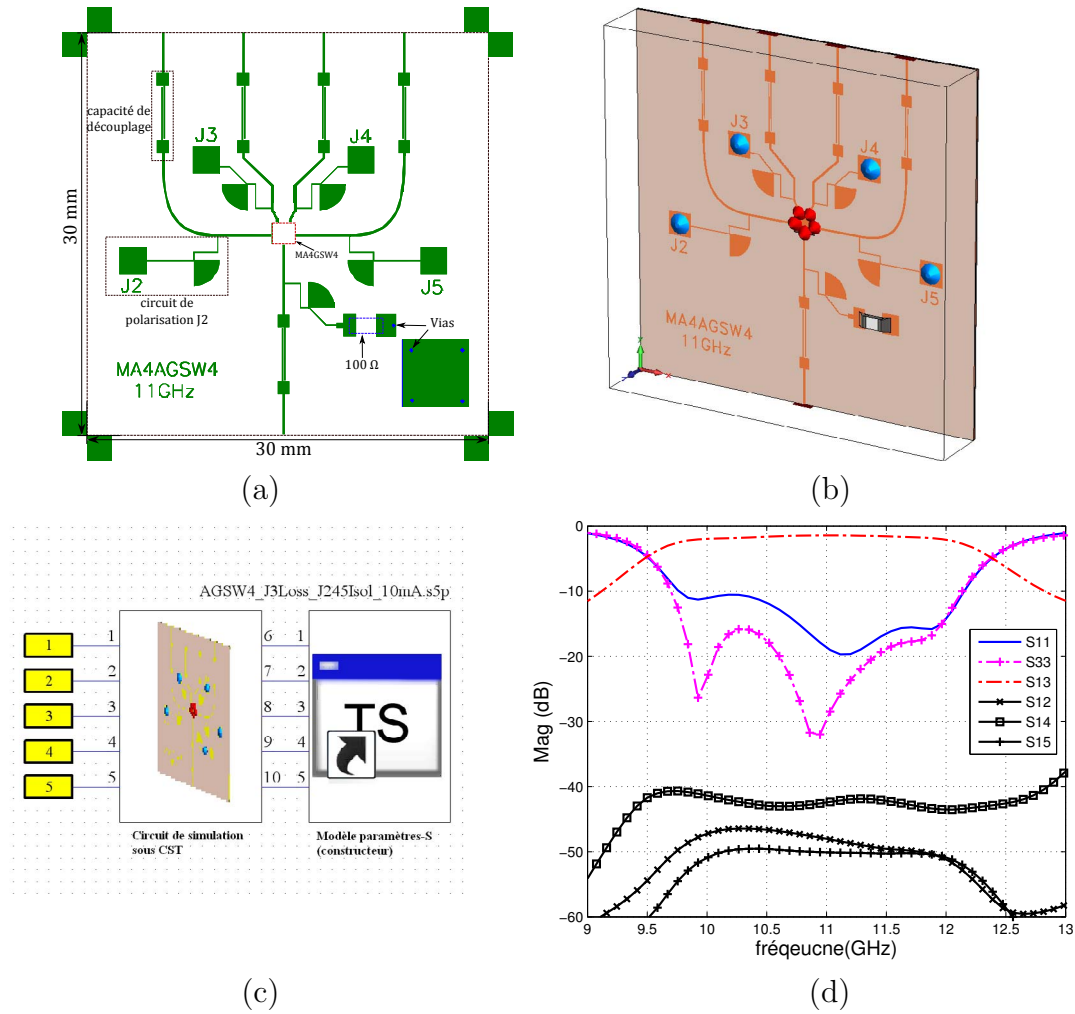
La commutation s'effectue donc en ajustant les courants des voies (J2, J3, J4 et J5). Les courants d'alimentation sont montrés sur le tableau IV.1.

CONTROL LEVEL (DC CURRENT)				CONDITION OF RF OUTPUT			
J2	J3	J4	J5	J2-J1	J3-J1	J4-J1	J5-J1
-10mA	+10mA	+10mA	+10mA	Low Loss	Isolation	Isolation	Isolation
+10mA	-10mA	+10mA	+10mA	Isolation	Low Loss	Isolation	Isolation
+10mA	+10mA	-10mA	+10mA	Isolation	Isolation	Low Loss	Isolation
+10mA	+10mA	+10mA	-10mA	Isolation	Isolation	Isolation	Low Loss

**Table IV.1:** Courants d'alimentation du *switch* MA4AGSW4

Seuls les paramètres-S du *switch* donnés par le constructeur sont utilisés pour la simulation. Ces paramètres sont pris en compte par le logiciel CST Microwave Studio qui est utilisé pour simuler le circuit. La figure IV.3.10 montre le *design* et les dimensions de cette maquette ainsi que les résultats en terme d'adaptation (S11 et S33), d'insertion (S13) et d'isolation (S12, S14 et S15) dans le cas :  $I(J3) = -10$  mA et  $I(J2/J4/J5) = +10$  mA.

En ce qui concerne les résultats de la simulation, lorsque le courant J3 est égal à -10 mA, cela signifie que la liaison J3-J1 est à l'état ON. En terme d'adptation, S11 et S33 sont inférieurs à -10 dB entre 10 et 12 GHz. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1,5 dB à 11 GHz. Selon



**Figure IV.3.10:** Simulation du swith MA4AGSW4 sous CST (a) Dimensions (b) Vue 3D (CST microwave studio) (c) Vue de la simulation (CST Design studio) (d) Parametres-S @ ( $I(J3)=-10$  mA,  $I(J2/J4/J5)=+10$  mA)

la documentation fournie par MA/COM, les pertes d'insertion du *switch* seules sont de l'ordre de 0,6 dB à 11 GHz. En ajoutant donc les pertes des lignes ainsi que celles des deux capacités de découplages (0,9 dB), nous obtenons des pertes de 1,5 dB ce que confirme la valeur trouvée en simulation. Par ailleurs, lorsque le courant sur les autres accès ( $J3/J4/J5$ ) est égal à +10 mA, cela signifie que les liaisons  $J2-J1$ ,  $J4-J1$  et  $J5-J1$  sont à l'état OFF. L'isolation entre les ports  $J2/J4/J5$  et le port  $J1$  ( $S12/S14/S15$ ) est supérieure à 40 dB entre 10 et 12 GHz ce qui confirme cet état d'isolation

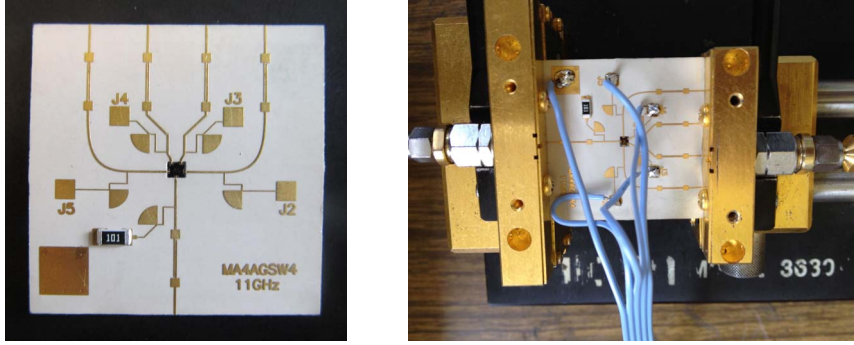


Figure IV.3.11: (gauche) *Switch* MA4AGSW4 à 11GHz et (droite) *Cellule* Wiltron

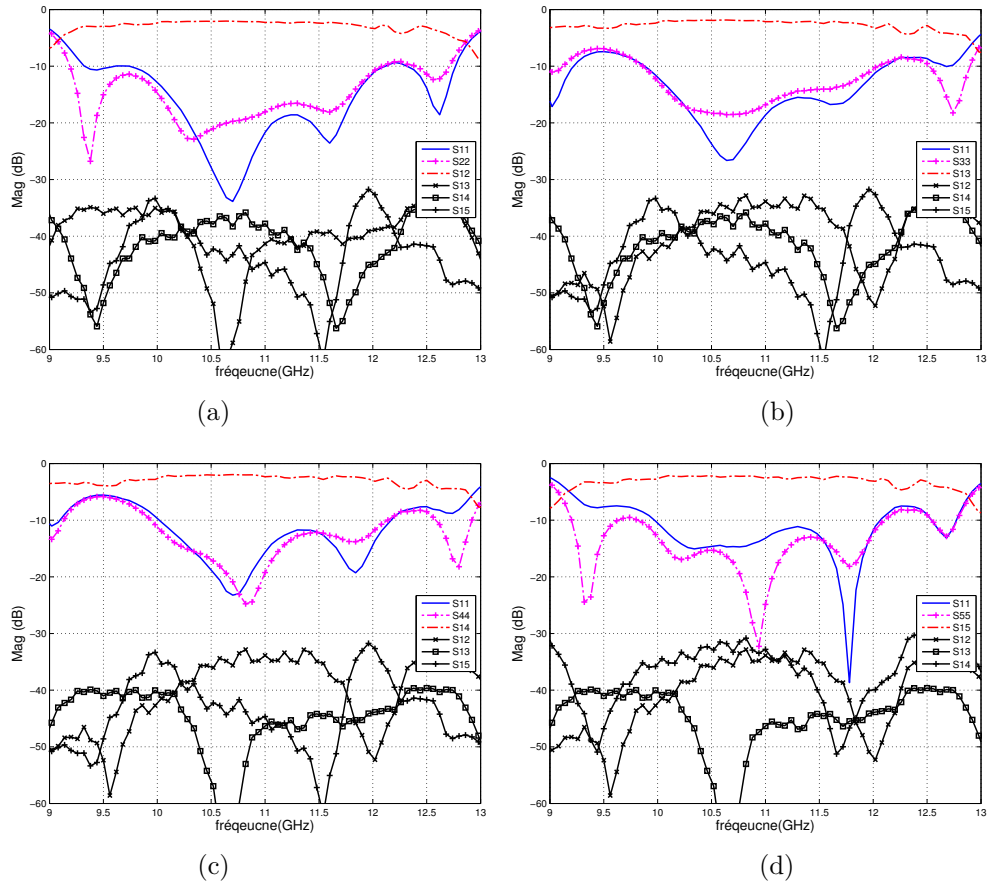


Figure IV.3.12: Résultats de mesure de *switch* à 11 GHz (a)  $I(J2) = -10$  mA et  $I(J3/J4/J5) = +10$  mA, (b)  $I(J3) = -10$  mA,  $I(J2/J4/J5) = +10$  mA, (c)  $I(J4) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J5) = +10$  mA, (d)  $I(J5) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J4) = +10$  mA

La figure IV.3.11 montre le prototype réalisé et mesuré. Les mesures sont effectuées avec une cellule de test Wiltron (model 3680V) [100]. La figure IV.3.12 montre les résultats de mesures pour les différents cas montrés sur le tableau IV.1.

Pour le cas  $I(J3) = -10$  mA et  $I(J2/J4/J5) = +10$  mA, les résultats de mesures sont en bonne adéquation avec la simulation. En terme d'adaptation, les paramètres S11 et S33 sont inférieurs à -10 dB entre 10 et 12 GHz. L'isolation entre les ports J2/J4/J5 et le port J1 (S12/S14/S15) est supérieure à 32 dB. Les pertes d'insertion (S13) sont de l'ordre de 2 dB à 11GHz. La différence de 0.5 dB avec le résultat de simulation s'explique par les pertes induites par les *bondings* et non prises en compte lors de la simulation

Les antennes, les éléments actifs (*LNA* et *switch*) nécessaires à l'architecture du démonstrateur à 11 GHz ont été présentés. La mise en place de ces éléments pour réaliser la maquette complète du module hyperfréquence peut maintenant être faite. Les résultats de simulation et de mesure du module actif complet sont présentés dans la partie suivante.

#### IV.3.4 Maquette complète du module hyperfréquence en bande X

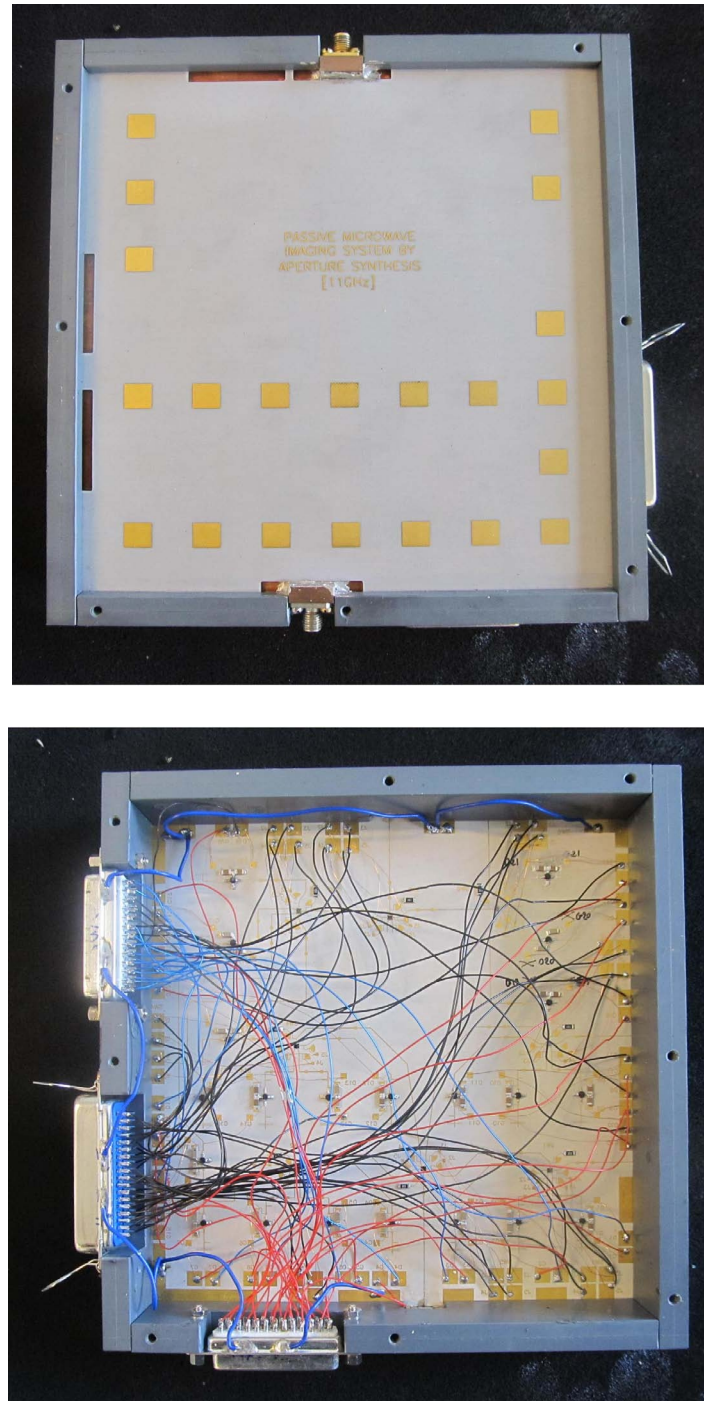
Dans les parties précédentes, les fonctions élémentaires ont été présentées et testées. Les paragraphes suivants concernent la présentation de la maquette du module hyperfréquence en bande X. La mise en place des éléments et la conception de deux sous-matrices de *switchs* est détaillée. L'objectif est de caractériser ce module hyperfréquence par une évaluation des performances en terme de rayonnement. En effet, c'est le diagramme de rayonnement actif (module et phase) qui nous intéresse car ces diagrammes de rayonnement mesurés sont inclus dans la matrice de modélisation G du système afin de calibrer les différentes voies du système.

La figure IV.3.13 présente le module hyperfréquence réalisé avec l'architecture définie au début de ce chapitre. Tous les éléments nécessaires sont présents :

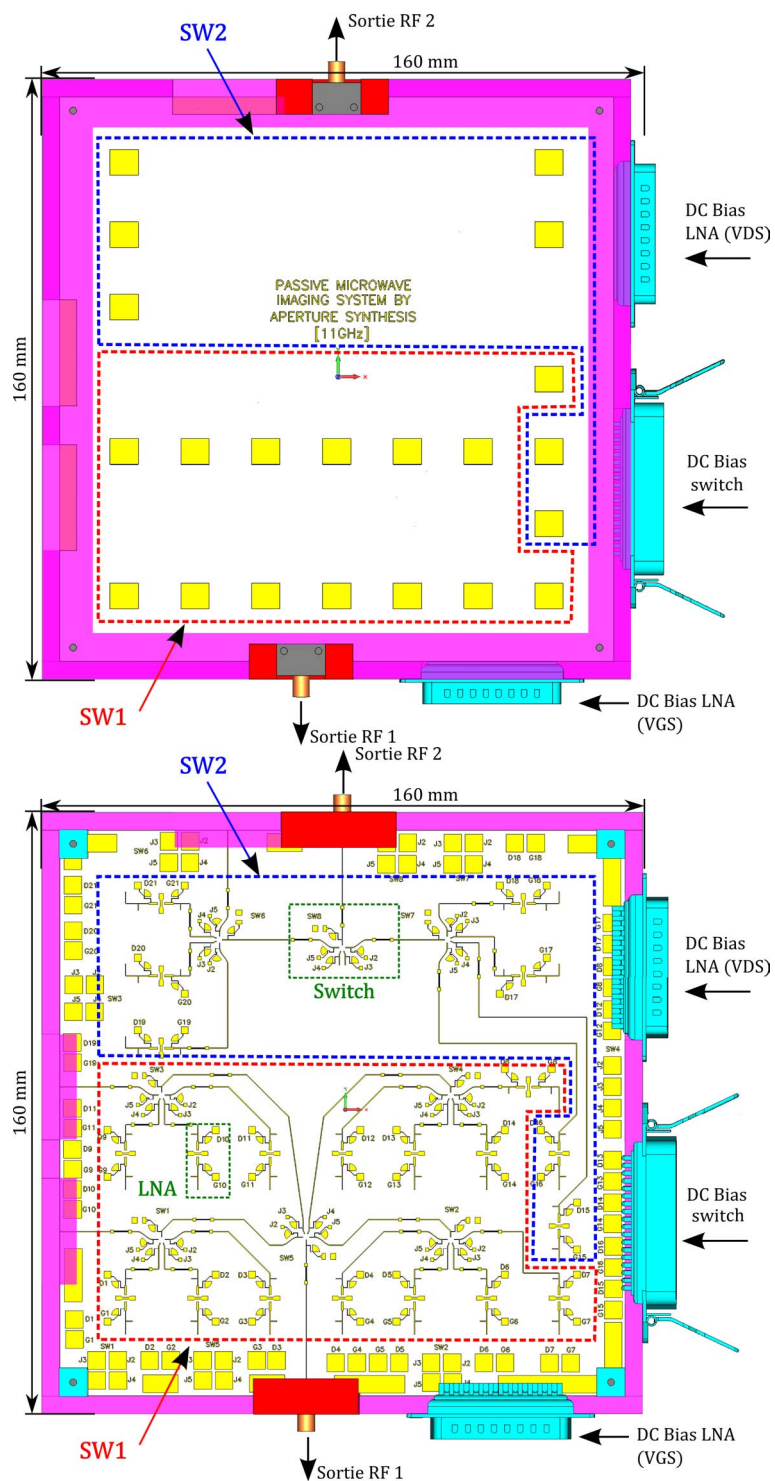
- 21 antennes alimentées par fente, 14 associées à la sous-matrice SW1 et 7 à la sous-matrice SW2,
- 21 amplificateurs faible bruit (gain mesuré 7 dB, NF simulé de 0,6 dB),
- 8 *switchs* de type SP4T, 5 pour la sous-matrice SW1 et 3 pour la sous-matrice SW2.

Afin de protéger la partie active (face arrière), la maquette est protégée par un boîtier en PVC. Les dimensions de la maquette (boîtier inclus) sont de :  $16 \times 16 \times 3$  cm. En ce qui concerne l'alimentation DC des composants, des connecteurs de type SUB-D sont ajoutés afin de gérer l'alimentation par l'extérieur (cf. figure IV.3.14). Pour cela, une interface de commande est réalisée et elle permet de contrôler à partir d'un logiciel (ie. Matlab, Labview, etc) les tensions et courants nécessaires pour l'alimentation des *switchs* et des amplificateurs faible bruit. Cette interface est détaillée dans le chapitre suivant.





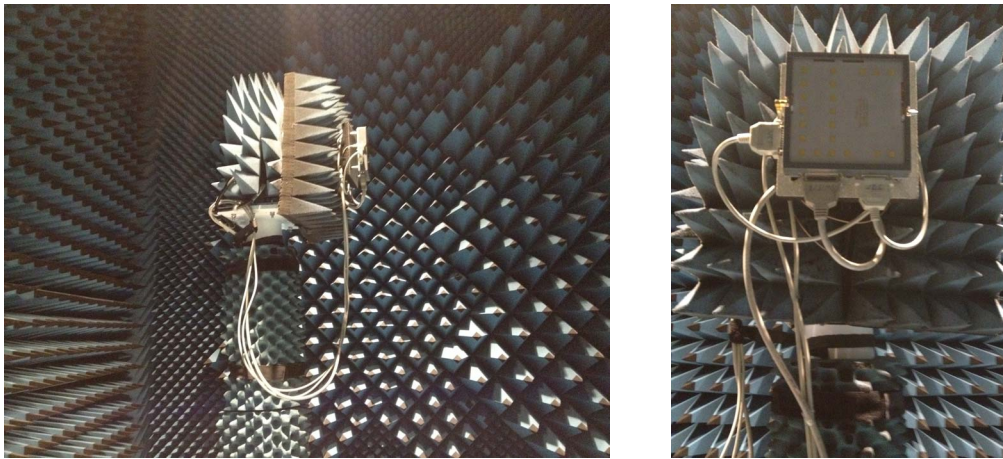
**Figure IV.3.13:** Maquette du module hyperfréquence : (haut) face avant (réseau rayonnant) et (bas) face arrière (éléments actifs et lignes microrubans)



**Figure IV.3.14:** Schéma du module hyperfréquence : (haut) face avant (réseau rayonnant) et (bas) face arrière (éléments actifs et lignes microruban)

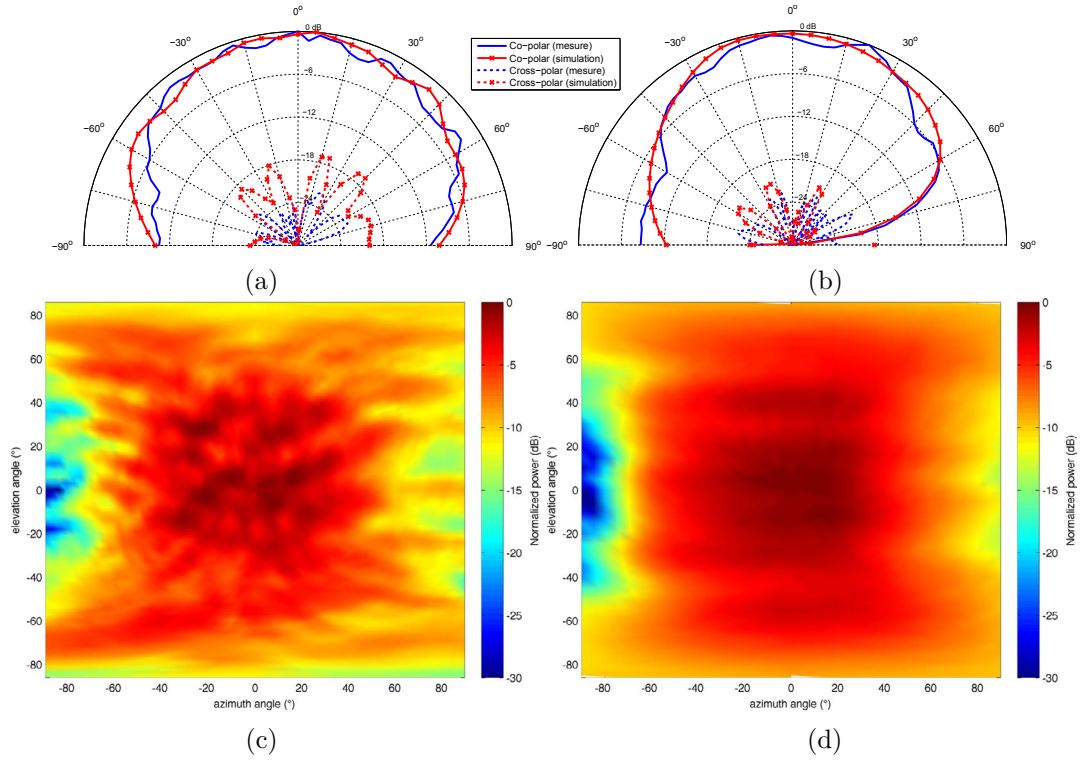
#### IV.3.4.1 Résultats de mesure de l'antenne active

Dans le cas d'une antenne dite en réception, la simulation de cette antenne n'est pas simple. En effet, les diagrammes de rayonnement et le gain ont du sens en simulation uniquement dans le cas où l'antenne est considérée en émission, car c'est l'excitation du port en entrée de cette antenne qui engendre les diagrammes de rayonnement. Les diagrammes de rayonnement mesurés en chambre anéchoïde sont présentés (cf. figure IV.3.15). Ces résultats de la maquette active mesurée sont donc comparés aux résultats de la maquette passive simulée.

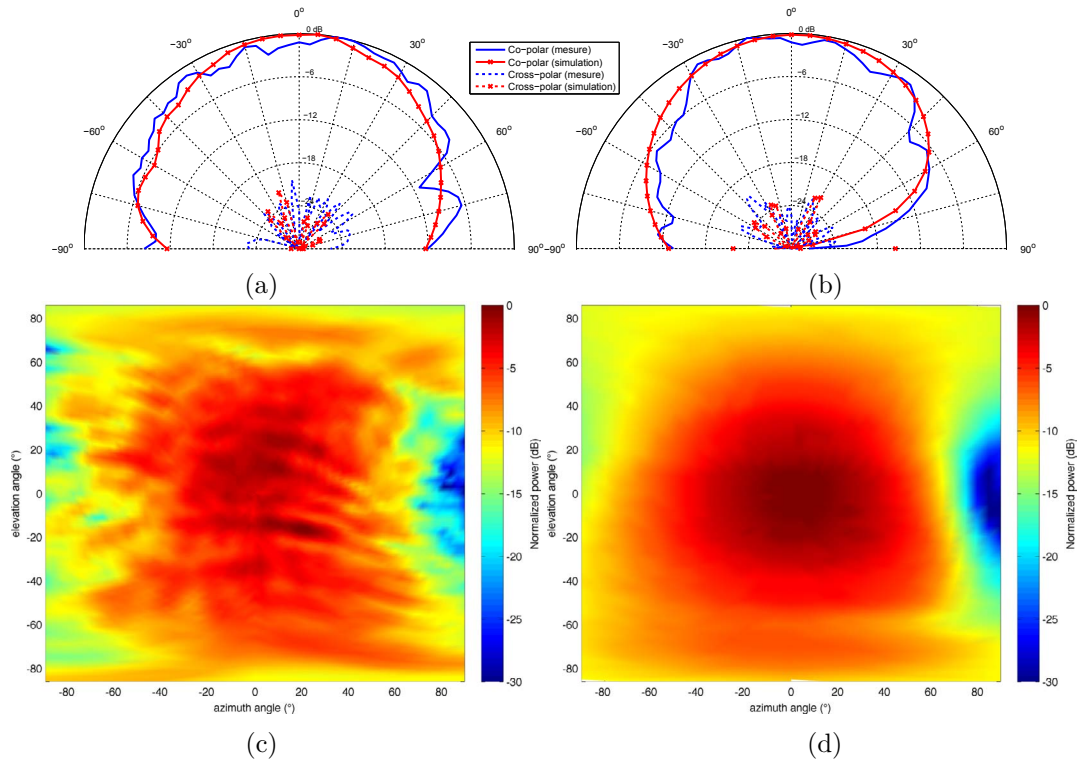


**Figure IV.3.15:** Mesure du diagramme de rayonnement de la maquette du module hyperfréquence en chambre anéchoïde

Les figure IV.3.16, IV.3.17 et IV.3.18 montrent les diagrammes de rayonnement 2D pour les plans E et H ainsi que les diagrammes en 3D respectivement pour les antennes #b4, #a9, #a4 et a#11 (voir figure IV.3.3 pour les positions et les numéros des antennes). Les diagrammes de rayonnement mesurés sont en assez bonne adéquation avec ceux simulés pour l'antenne passive dans le plan H avec une ouverture à -3dB d'environ 75°. Dans le plan E les ouvertures à -3dB sont plus larges et apparaissent des oscillations pour la mesure qui sont dus à des phénomènes de diffractions sur le boîtier et les câbles et connecteurs d'alimentation DC. Notons que le diagramme utilisé pour la calibration du système est le diagramme 3D (module et phase) dans le centre de phase de chaque antenne.

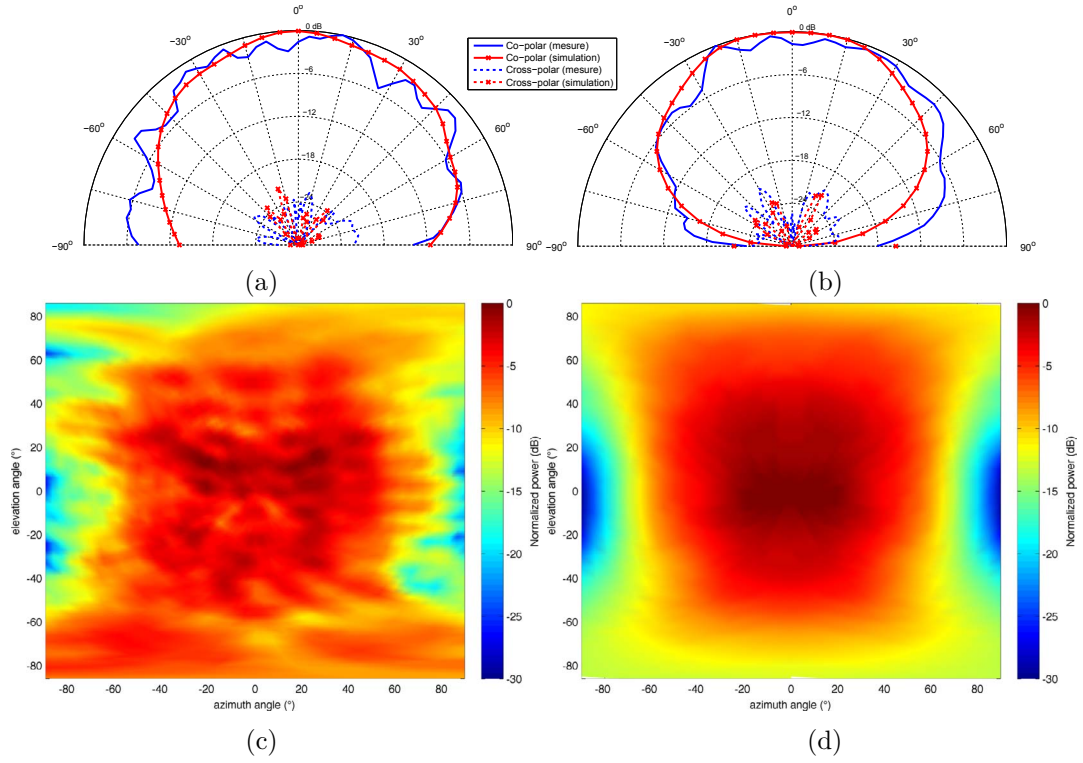


**Figure IV.3.16:** Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active #a9 et simulés de l'antenne passive #a9 à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) 3D (mesure) (d) 3D (simu)

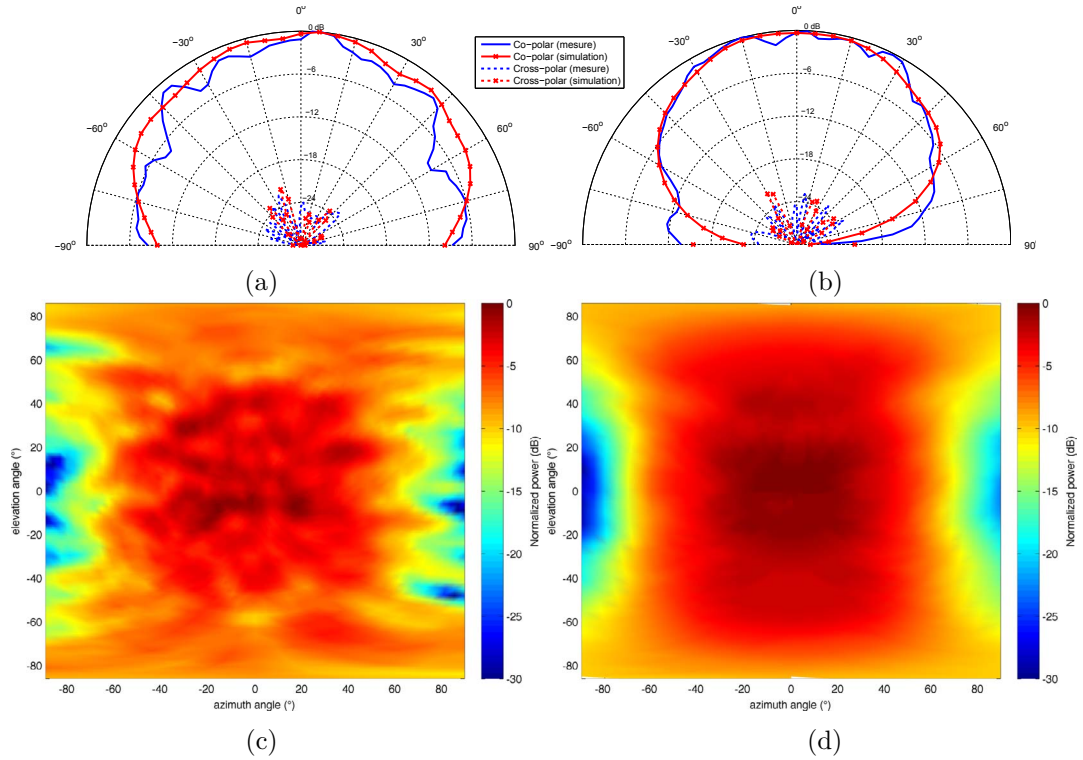


**Figure IV.3.17:** Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active #b4 et simulés de l'antenne passive #b4 à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) 3D (mesure) (d) 3D (simu)



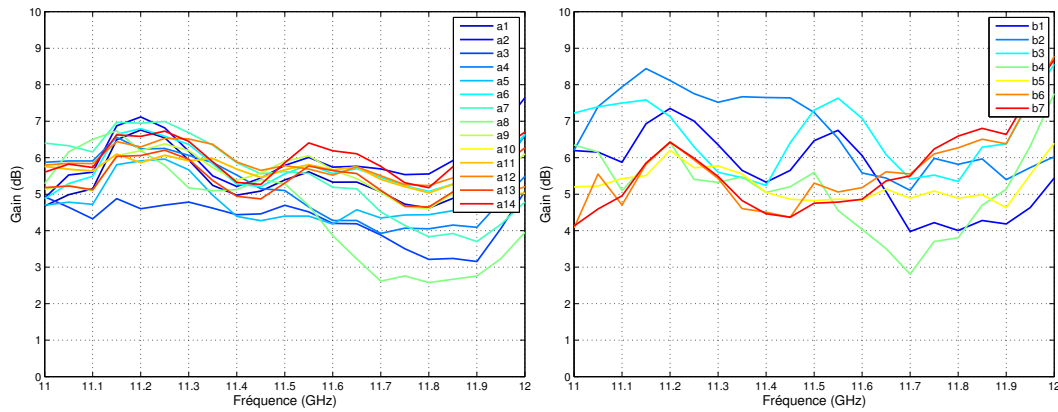


**Figure IV.3.18:** Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active #a4 et simulés de l'antenne passive #a4 à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) 3D (mesure) (d) 3D (simu)



**Figure IV.3.19:** Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne active #a11 et simulés de l'antenne passive #a11 à 11 GHz, (a) plan E (b) plan H (c) 3D (mesure) (d) 3D (simu)

En ce qui concerne les gains des antennes actives, les gains mesurés dans la bande 11-12 GHz sont détaillés dans la figure IV.3.20. À 11 GHz, lorsque les résultats de mesures des gains sont comparés, on remarque que l'écart entre les gains des antennes actives est environ égal à 3 dB. En effet, les gains varient selon la position des antennes, de 4,1 dB pour l'antenne #b7 à 7,2 dB pour l'antenne #b3. En ce qui concerne le niveau des gains théoriques, et même s'ils n'ont pu être simulés, une estimation est néanmoins réalisée : les gains théoriques sont d'environ 8 dB à la fréquence de 11 GHz (gain antenne passive  $\sim 6$  dB + gain LNA  $\sim 7$  dB + pertes *switchs* et lignes  $\sim 5$  dB). La différence entre le gain théorique et celui mesuré varie alors entre 0,8 dB et 3,9 dB. Cette différence de gain s'explique par le fonctionnement imparfait et le problème de répétitivité de fonctionnement des *LNA*. Ce problème peut en effet engendrer des différences de niveau de réception entre les différentes chaînes du module actif. Par ailleurs, il existe d'autres facteurs induisant cette différence de mesure de gain. On peut évoquer l'isolation, le couplage et aussi la diffraction qui se produit sur les arêtes du boîtier de la maquette.

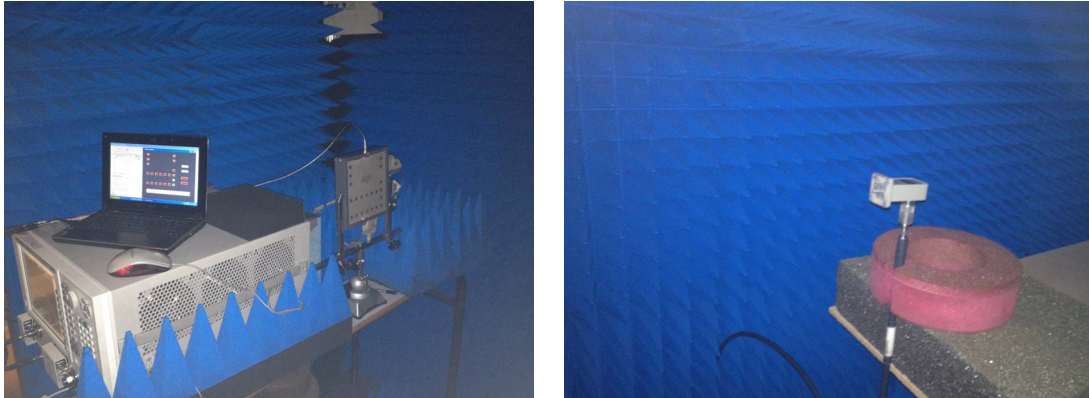


**Figure IV.3.20:** Gains des antennes actives dans la bande 11-12 GHz (gauche) de la voie A (SW1) (droite) de la voie B (SW2)

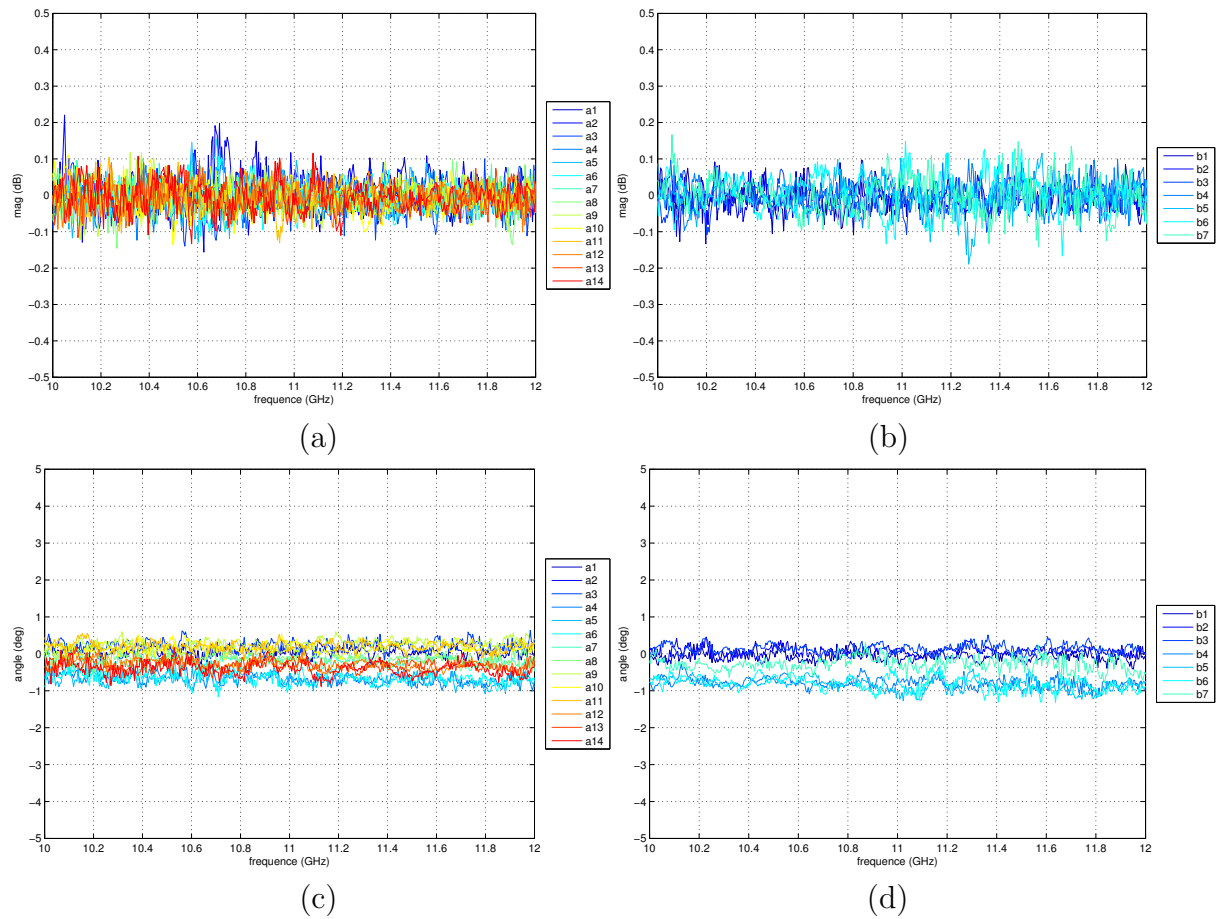
#### IV.3.4.2 Stabilité du système

La calibration du système d'imagerie par la synthèse d'ouverture interférométrique est issue d'une mesure du diagramme de rayonnement actif de chaque voie de réception. La stabilité du système est donc un paramètre important et source d'erreur sur la calibration du système. Une variation de température des composants ou une mauvaise dissipation de la chaleur peut engendrer une modification des caractéristiques du système. Cela produit donc une mauvaise calibration du système et une altération des performances du système d'imagerie.

Afin de mesurer la stabilité du système, des mesures de bilan de liaison sont effectuées en fonction du temps. L'expérience est effectuée en chambre anéchoïde (cf. figure IV.3.21) pendant



**Figure IV.3.21:** Test de la stabilité de la maquette du module hyperfréquence en chambre anéchoïde



**Figure IV.3.22:** Ecart maximal observé par rapport à la première mesure dans la bande 10-12 GHz (a) module de la voie A (b) module de la voie B (c) phase de la voie A (d) phase de la voie B

une durée de 10 heures en effectuant des mesures toutes les heures. La figure IV.3.22 montre la variation maximale observée par rapport à la première mesure (module et phase) dans la bande 10-12 GHz. Les indices (a1, a2,... a14) et (b1, b2,...b7) représentent respectivement les antennes liées à la sous-matrice de *switchs* SW1 et SW2. Ces essais montrent que le système présente une bonne stabilité et que la dérive thermique a peu d'impact sur les caractéristiques du système. En effet, la variation maximale pendant une durée de 10 h est inférieure à 0,2 dB pour le module et à 1,2° pour la phase.

Afin de quantifier l'influence de cette variation sur le traitement de synthèse d'ouverture interférométrique, il serait nécessaire de faire intervenir ces variations (module et phase) dans la chaîne de simulation. Dans la littérature [101, 102], la sensibilité des processus de reconstruction aux erreurs de modélisation fait l'objet de plusieurs études. On choisit, par exemple, de perturber le diagramme de rayonnement des antennes. En se basant sur ces études, nous réalisons des simulations de notre système, toutes dans les mêmes conditions et avec les diagrammes issus de mesures réalisées sur la maquette. Les diagrammes de rayonnements actifs sont donc intégrés dans la matrice de modélisation du système G. Dans notre cas, on a calculé l'erreur quadratique moyenne  $\sigma_{\Delta T}$  produite par la variation des caractéristiques du système. Cette erreur  $\sigma_{\Delta T}$  est donnée par la relation IV.3.1 :

$$\sigma_{\Delta T} = \sqrt{\sigma_{\Delta Tvar}^2 - \sigma_{\Delta T0}^2} \quad avec \begin{cases} \sigma_{\Delta Tvar} &= E \left[ \hat{T}B_{var}^2 - T^2 \right] \\ \sigma_{\Delta T0} &= E \left[ \hat{T}B_0^2 - T^2 \right] \end{cases} \quad (IV.3.1)$$

où :

- $\sigma_{\Delta Tvar}$  et  $\sigma_{\Delta T0}$  représentent respectivement les erreurs quadratiques moyennes dans le cas avec et sans variation des caractéristiques du système.
- $T$  est la température de brillance de la scène observée, et  $\hat{T}B_{var}$  et  $\hat{T}B_0$  correspondent aux températures de brillance reconstruites dans le cas respectivement avec et sans variation des caractéristiques du système.

Pour chaque voie de réception, on introduit une variation aléatoire sur la phase dans l'intervalle  $\pm 1,2^\circ$  et sur les gains dans l'intervalle  $\pm 0,2$  dB. Des simulations sont effectuées avec plusieurs tirages aléatoires dans les intervalles des phases et des gains indiqués. L'erreur quadratique moyenne  $\sigma_{\Delta T}$  est ici de l'ordre de 0,67 K. Cette erreur résulte donc de la propagation de la variation des caractéristiques du système sur le résultat final. Ainsi, la valeur de 0,67 K est considérée comme la sensibilité radiométrique minimale que le système peut achever.



#### IV.3.4.3 Synthèse

Dans cette partie, nous avons tout d'abord présentés les différents blocs constituant le module hyperfréquence en bande X, à savoir l'antenne élémentaire, l'amplificateur faible bruit et le *switch* utilisé dans les sous-matrices de *switchs*. Une maquette passive (antennes uniquement) a ensuite été réalisée afin de caractériser quelques antennes parmi les 21 constituant l'antenne globale. Puis, une version active utilisant les sous-matrices de *switchs* a été réalisée. Les mesures du prototype actif ont montré des diagrammes de rayonnement acceptables comparativement aux résultats simulés.

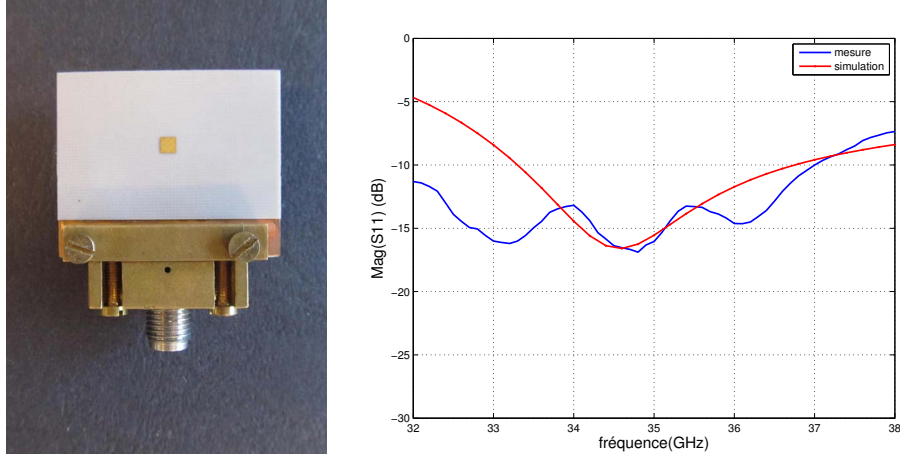
Les principes présentés dans l'étude de ce démonstrateur sont applicables aux bandes de fréquences millimétriques supérieures, notamment dans la bande de fréquences autour de 35 GHz. Néanmoins, pour ces fréquences, la conception est plus délicate et les pertes d'insertion des *switchs* peuvent être plus importantes qu'en bande X. L'objet de la deuxième partie de ce chapitre concerne donc l'étude d'un démonstrateur à 35 GHz.

### IV.4 Démonstateur en bande millimétrique (35 GHz)

Un transfert en fréquence de 11 vers 35 GHz est effectué afin de valider le principe d'imagerie par l'approche des sous-matrices de *switchs* en bande millimétrique. L'objectif de cette partie est donc de valider dans la bande des 35 GHz tous les concepts et résultats obtenus précédemment en étudiant la partie passive et active du démonstrateur. En ce qui concerne la partie de l'antenne passive, nous gardons la même topologie du réseau avec une distance inter-éléments de l'ordre de  $0,75\lambda_0$ . La technologie utilisée reste la même que précédemment (bi-couche) mais sur un substrat d'épaisseur différente (0,5mm au lieu de 1,57mm) pour les antennes imprimées. En revanche, la partie active est simplifiée pour des raisons économiques. En effet, les amplificateurs à faible bruit ont été supprimés dans ce démonstrateur. Évidemment cela dégrade la sensibilité radiométrique du système puisque le facteur de bruit ne sera pas minimisé. Mais comme expliqué précédemment, ce démonstrateur a comme objectif de valider l'approche de sous-matrices de *switchs* en bande millimétrique. Par conséquent, seule la conception du circuit de commutation est donc réalisée.

#### IV.4.1 Conception de l'antenne élémentaire

Comme mentionné précédemment, la technologie utilisée reste la même avec notamment une antenne élémentaire de type patch alimenté par fente. À la fréquence de 35 GHz, l'épaisseur du substrat NY9220 choisi pour la face supérieure est de 0,5 mm. La mise en place des éléments

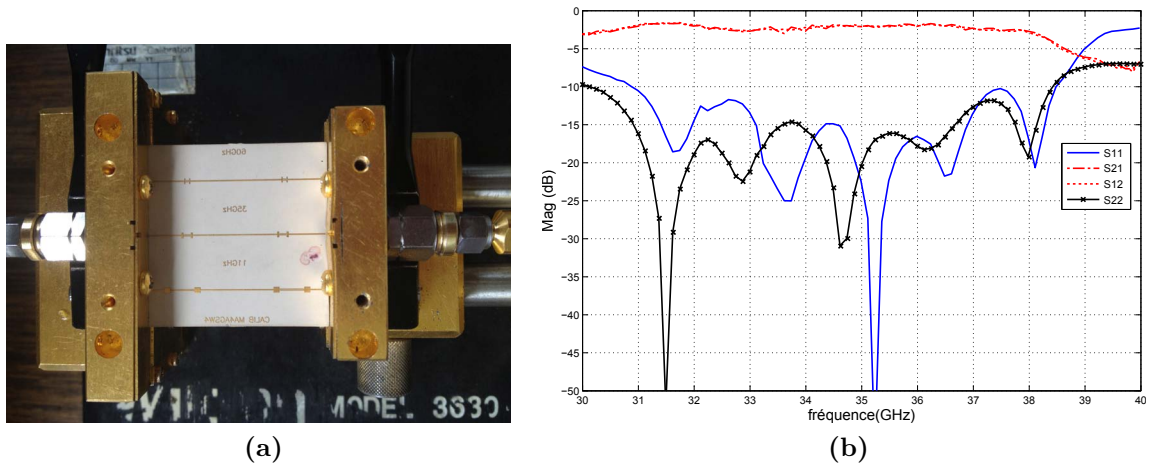


**Figure IV.4.1:** (gauche) Vue d'une antenne élémentaire à 35 GHz, dimensions en  $mm$  (voir figure IV.3.1) :  $L = 2.15$ ,  $W = 2.15$ ,  $w_{gap} = 1.63$ ,  $l_{gap} = 0.25$ ,  $l_{stub} = 0.22$  et  $w_{stub} = 0.2$ . (droite) Le module du coefficient de réflexion de l'antenne autour de 35 GHz.

de l'architecture de la partie antenne à 35 GHz est faite selon la figure IV.2.2. Comme à la fréquence de 11 GHz, les *switchs* se trouvent sur la couche inférieure tandis que la partie antenne se situe sur la couche supérieure (cf. figure IV.4.1). Le transfert d'énergie s'effectue par couplage électromagnétique à travers les fentes gravées dans le plan de masse d'épaisseur de  $100 \mu m$ . Au niveau des fentes, les lignes ont une impédance 50 Ohms pour avoir un couplage optimal. Un patch alimenté par fente est donc optimisé à 35 GHz par l'intermédiaire du logiciel CST Microwave Studio et est réalisé afin de mesurer le coefficient de réflexion. Ce dernier est présenté sur la figure IV.4.1 et reste inférieur à -10 dB entre 32 GHz et 37 GHz en mesure.

## IV.4.2 Switchs

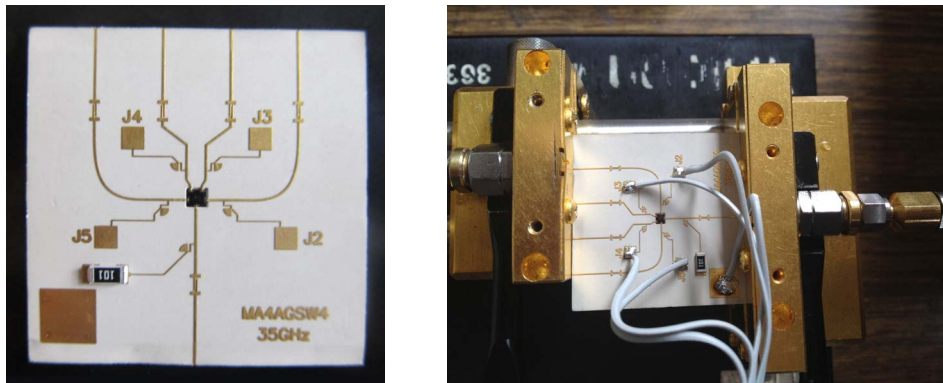
La méthode de conception du circuit de commutation reste la même, mais les pertes d'insertion d'un *switch* à 35 GHz sont plus importantes qu'en bande X. La même référence de *switch* (MA4AGSW4 de MA\COM) est utilisée pour le prototype en bande millimétrique. Comme à 11 GHz, la polarisation du *switch* est réalisée en utilisant une ligne quart d'onde et une capacité papillon imprimées pour éviter de reporter des capacités. Des capacités de découplage constituées de deux lignes couplées sont également mises en place afin d'isoler les différentes tensions d'alimentation. La caractérisation de cette capacité est montrée sur la figure IV.4.2. Autour de 35 GHz, des pertes d'insertion d'environ 2,3 dB sont relevées. Ces pertes incluent les pertes de la ligne ainsi que celles dues aux deux capacités de découplage positionnées en série puisqu'une calibration coaxiale simple est faite avant la mesure.



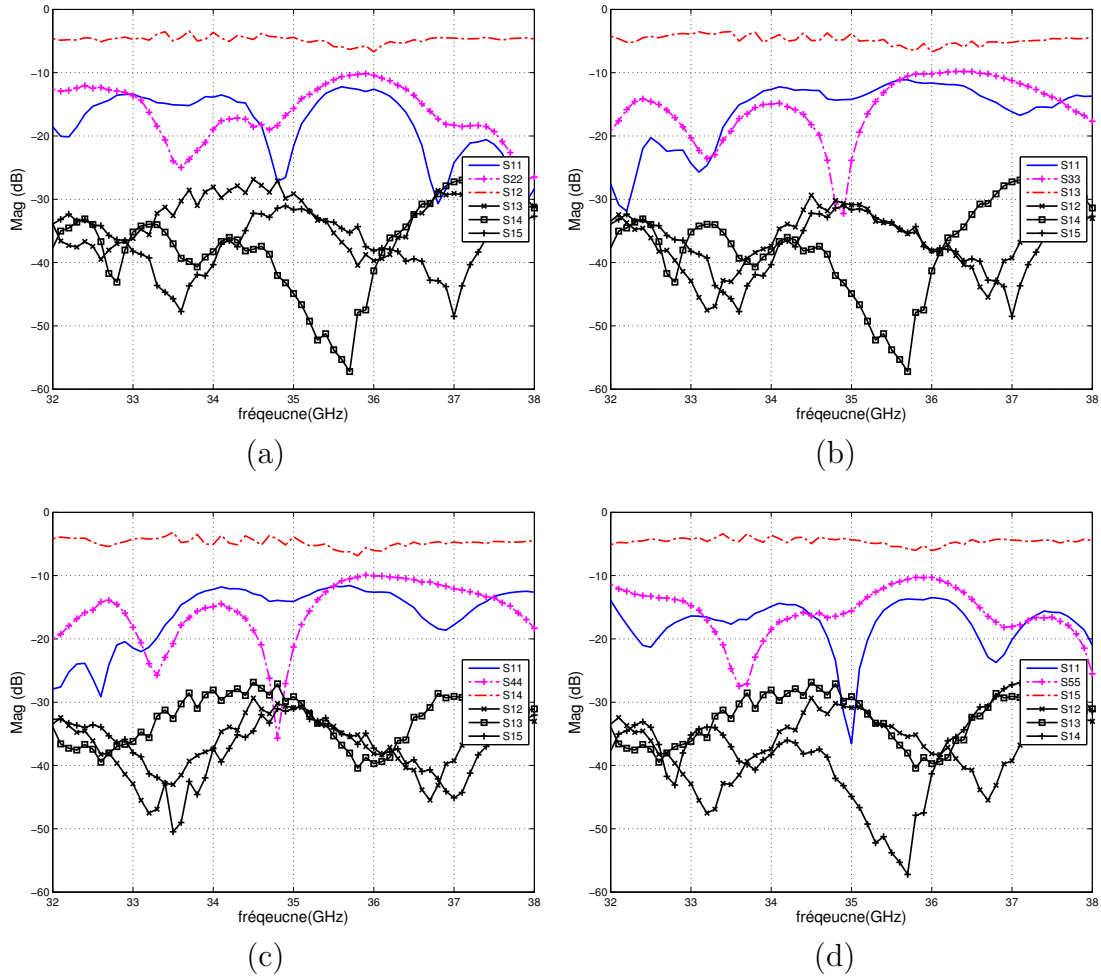
**Figure IV.4.2:** (a) Capacités de découplage en technologie imprimée (b) Adaptation et atténuation de deux capacités de découplage mises en série dans la bande 30 - 40 GHz

Afin d'évaluer les caractéristiques du *switch*, une maquette est réalisée à 35 GHz. La maquette utilisée est constituée d'un circuit imprimé sur le substrat RO3006 et sur lequel le *switch* est reporté. La figure IV.4.3 montre le prototype réalisé. Les mesures ont été effectuées avec la même cellule Wiltron que celle utilisée pour la mesure en bande X. La figure IV.4.4 montre les résultats de mesures pour les différents cas :

- $I(J2) = -10$  mA et  $I(J3/J4/J5) = +10$  mA
- $I(J3) = -10$  mA et  $I(J2/J4/J5) = +10$  mA
- $I(J4) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J5) = +10$  mA
- $I(J5) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J4) = +10$  mA



**Figure IV.4.3:** *Switch* MA4AGSW4 à 35GHz (gauche) Prototype réalisé (droite) Prototype mesuré à l'aide d'une cellule Wiltron



**Figure IV.4.4:** Résultats de mesure du *switch* MA4AGSW4 autour de 35 GHz (a)  $I(J2) = -10$  mA et  $I(J3/J4/J5) = +10$  mA, (b)  $I(J3) = -10$  mA,  $I(J2/J4/J5) = +10$  mA, (c)  $I(J4) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J5) = +10$  mA, (d)  $I(J5) = -10$  mA et  $I(J2/J3/J4) = +10$  mA

Pour le cas  $I(J2) = -10$  mA et  $I(J3/J4/J5) = +10$  mA, en terme d'adaptation, les coefficients de réflexion S11 et S22 sont inférieurs à -10 dB entre 32 et 38 GHz. Les pertes d'insertion (S12) sont de l'ordre de 4,3 dB à 35 GHz. Ces pertes incluent :

- les pertes d'insertion du *switch* seul d'environ 1,25 dB à 35 GHz (valeur donnée par le constructeur),
- les pertes des lignes et celles des deux capacités de découplages (2,3 dB),

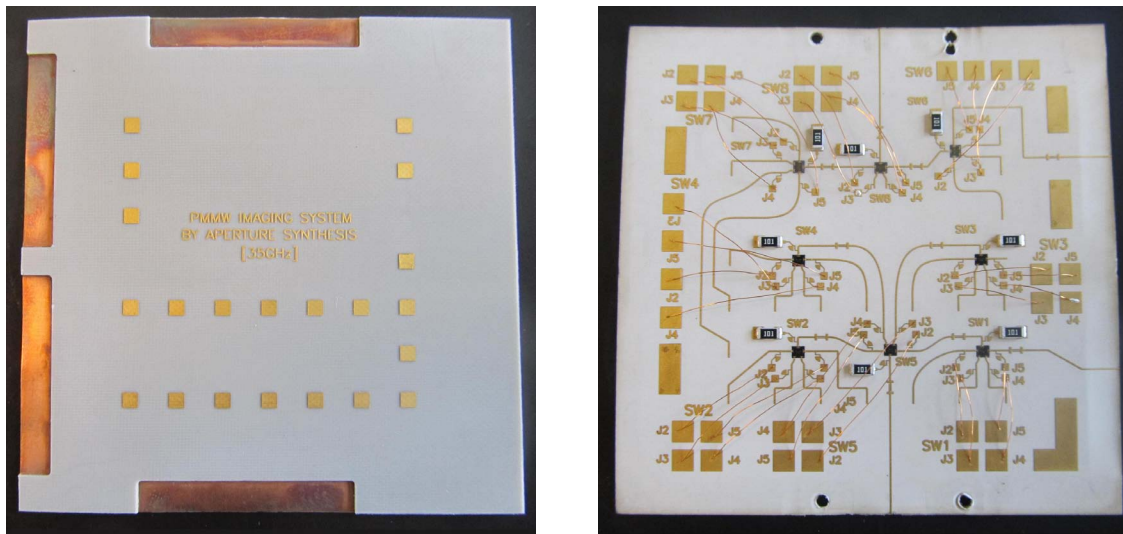
Les pertes mesurées (4,3dB) de la maquette sont donc légèrement supérieures à celles attendues (3,5dB) mais les *bondings* induisent des pertes non prises en compte dans le calcul

théorique.

L'isolation entre les ports J2/J4/J5 et le port J1 (S12/S14/S15) est supérieure à 27 dB. Pour les autres cas, les caractéristiques sont presque similaires. La partie antenne et le circuit de commutation nécessaire à l'architecture du démonstrateur à 35 GHz ont déjà été présentés. La mise en place de ces éléments pour réaliser la maquette complète du module hyperfréquence peut maintenant être faite. Les résultats de simulation et de mesure du module actif complet sont donc présentés dans la partie suivante.

### IV.4.3 Maquette complète du module actif à 35 GHz

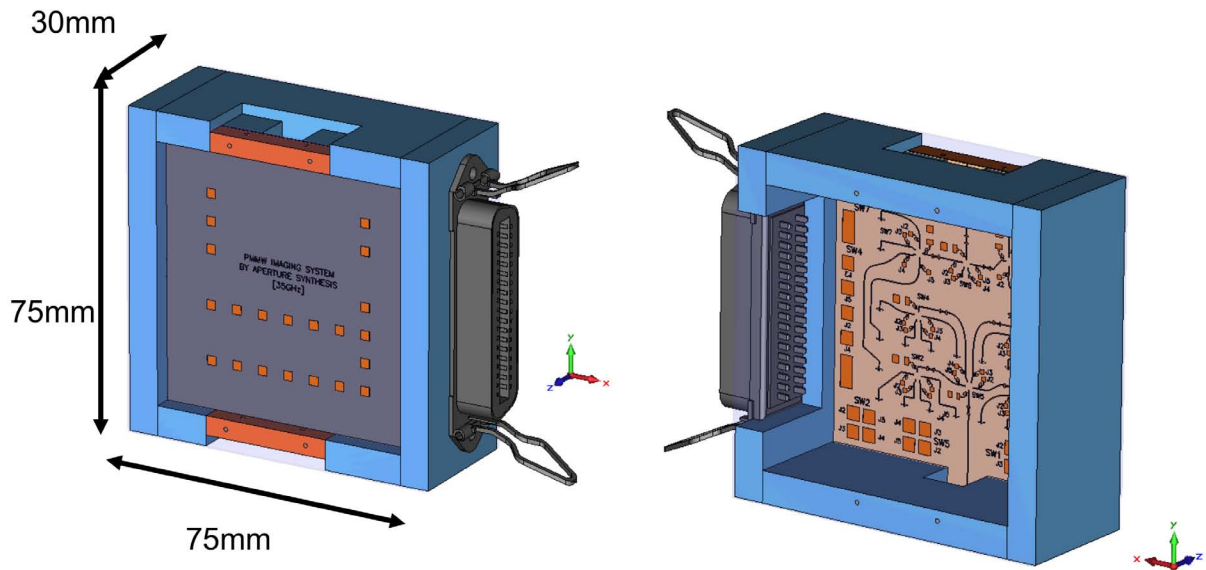
La mise en place des éléments et la conception de deux sous-matrices de *switchs* à la fréquence de 35 GHz est détaillée ici. Comme à la fréquence de 11 GHz, l'objectif est de caractériser ce module hyperfréquence par une évaluation des performances en terme de rayonnement. Les diagrammes de rayonnement mesurés en 3D sont ensuite inclus dans la matrice G de modélisation du système afin de calibrer les différentes voies du système.



**Figure IV.4.5:** Maquette du module hyperfréquence : (gauche) face avant (réseau rayonnant) et (droite) face arrière (éléments actifs)

La figure IV.4.5 présente le prototype réalisé du module hyperfréquence à 35 GHz. Tous les éléments nécessaires sont présents : 21 antennes alimentées par fente, 14 associées à la sous-matrice SW1 et 7 à la sous-matrice SW2, 8 *switchs* de type SP4T, 5 pour la sous-matrice SW1 et 3 pour la sous-matrice SW2.

La maquette est protégée par un boîtier en PVC (cf. figure IV.4.6). Les dimensions de la maquette (boîtier inclus) sont de : 75×75×30 mm. En ce qui concerne l'alimentation DC



**Figure IV.4.6:** Maquette du module hyperfréquence à 35 GHz : (gauche) face avant (réseau rayonnant) et (droite) face arrière (éléments actifs)

des composants, un connecteur de type SUB-D est ajouté afin de gérer l'alimentation par l'extérieur. Ce connecteur permet de contrôler à partir d'un logiciel (ie. Matlab, Labview, etc) les tensions et courants nécessaires pour l'alimentation des *switchs*.

#### IV.4.3.1 Résultats de mesure de l'antenne active

Le prototype ayant été très récemment réalisé, les diagrammes de rayonnement de l'antenne active en champ lointain n'ont pu encore être mesurés à ce jour mais le seront dans la version finale de ce document.

## IV.5 Conclusion

Ce chapitre détaille la mise en oeuvre de modules hyperfréquences actifs en bande X (11 GHz) et en bande Ka (35 GHz) incluant les antennes et les sous matrices de *switchs*. Il faut bien avoir à l'esprit que la réalisation de tels modules actifs n'est pas aisée car elle met en jeu des aspects technologiques assez ardues notamment en millimétrique. Afin de séparer les parties rayonnantes des parties circuits actifs et lignes microruban, une technologie imprimée multi-couches est utilisée. Les patchs alimentés par fente sont optimisés et mesurés en S11 et ceci dans les deux bandes de fréquences considérées. Quant au *switch* SP4T sélectionné pour ce projet et entrant dans la composition des sous-matrices de *switchs*, il est simulé et mesuré afin d'estimer ses pertes d'insertion et ses niveaux d'isolation. Le *switch* seul (sans les lignes et capacités de découplage) présente des pertes faibles ( $< 1$  dB) en bande X mais plus importantes en bande Ka ( $< 2$  dB). L'amplificateur faible bruit disposé derrière chaque antenne est également étudié, réalisé et caractérisé en bande X. Il présente un gain plus faible qu'en simulation et pose également des problèmes de stabilité en considérant le montage choisi. Ces problèmes peuvent expliquer les variations de niveau entre les différentes voies dans le cas du module hyperfréquence en bande X. En bande X, les diagrammes de rayonnement mesurés du module actif sont en accord avec les résultats de simulation. Concernant le module en bande Ka, le choix est fait de se consacrer à la validation du principe de sous-matrices de *switchs* : il n'y a donc pas d'amplificateur faible bruit derrière chaque antenne dans le but de minimiser le coût de ce premier démonstrateur. Ce démonstrateur à 35 GHz n'est pas encore caractérisé à ce jour en rayonnement mais le sera dans la version finale.

Quelque soit le démonstrateur (bande X ou Ka), la mesure des diagrammes de rayonnement 3D de chaque antenne élémentaire est nécessaire afin de mettre en oeuvre la matrice G de calibration utile au traitement du signal pour la synthèse d'ouverture interférométrique. Nous rappelons que, même si ces mesures 3D sont longues, elles sont indispensables à la constitution de cette matrice de calibration. Le chapitre suivant se propose donc de décrire le système d'imagerie complet ainsi que cette procédure de calibration et nous donnons également les caractéristiques et performances possibles du démonstrateur pour différentes applications.

# **Chapitre V**

## **Système d'imagerie complet - Traitements et mesures**

### **Sommaire**

---

V.1	Introduction . . . . .	133
V.2	Système d'imagerie complet - bande X . . . . .	133
V.2.1	Module radiofréquence . . . . .	135
V.2.2	Module de traitement numérique et contrôle . . . . .	136
V.2.2.1	Interface de commande du système . . . . .	137
V.2.2.2	Acquisition et traitement de données . . . . .	139
V.3	Résultats d'expérimentation - Mise en place des traitements et mesures . . . . .	140
V.3.1	Procédure de calibration par la matrice G . . . . .	140
V.3.2	Application pour la détection d'une source de bruit . . . . .	144
V.4	Conclusion . . . . .	148

---





## V.1 Introduction

Dans le chapitre 4, la partie hyperfréquence du système a été étudiée puis testée. Le dernier chapitre de ce manuscrit s'intéresse donc à la description du système complet ainsi qu'à la mise en oeuvre des traitements et mesures. Le système est donc constitué de trois modules principaux comme définis dans l'architecture retenue pour le système : le module hyperfréquence, le module radiofréquence et le module de traitement et de contrôle. La première partie de ce chapitre concerne alors la description et l'assemblage du système. En ce qui concerne le module radiofréquence, ce dernier emploie deux récepteurs à deux étages avec un passage en fréquence intermédiaire. Chaque chaîne de réception se compose d'un *LNB* (*Low Noise Block*) identique à celui utilisé dans le prototype d'imagerie unidimensionnelle présenté dans le chapitre 2. Le module de traitement et de contrôle se compose d'une carte d'acquisition numérique ICS-554 (de GE Intelligent Platforms) reliée à un PC. En outre, une interface a été développée à l'aide de la carte de commande NI USB 6501 (de National Instruments). Les fonctions principales de ce dernier module sont de gérer la commutation du module hyperfréquence et l'acquisition et le traitement des signaux à la sortie du récepteur radiofréquence. Après avoir détaillé ces modules, le système complet peut être mis en place pour tester ses performances et relever ses caractéristiques.

La deuxième partie s'intéresse à la mise en place des traitements et mesures. À partir des mesures des diagrammes de rayonnement réalisées en chambre anéchoïde (chapitre 4), la calibration du système est réalisée par la reconstruction de la matrice de modélisation du système  $G$ . Par la suite, nous détaillons la procédure d'imagerie à deux dimensions et nous donnons les caractéristiques et performances possibles du système à partir des mesures d'une cible.

## V.2 Système d'imagerie complet - bande X

Cette partie s'intéresse aux différents modules du démonstrateur. La figure V.2.1 présente l'architecture du démonstrateur sous la forme d'un schéma bloc. Trois parties peuvent être distinguées.

- Le module hyperfréquence qui comprend la réception du signal par les antennes, l'amplification du signal reçu par un amplificateur à faible bruit (*LNA*) et puis la commutation par le biais des sous-matrices de *switchs*.
- Le module radiofréquence qui est constitué de deux étages : un premier étage *Front-end RF* constitué d'un *LNB* (*Low Noise Block*) modifié (classiquement utilisé pour la réception satellite en bande Ku). Un second étage est composé d'un mélangeur associé à

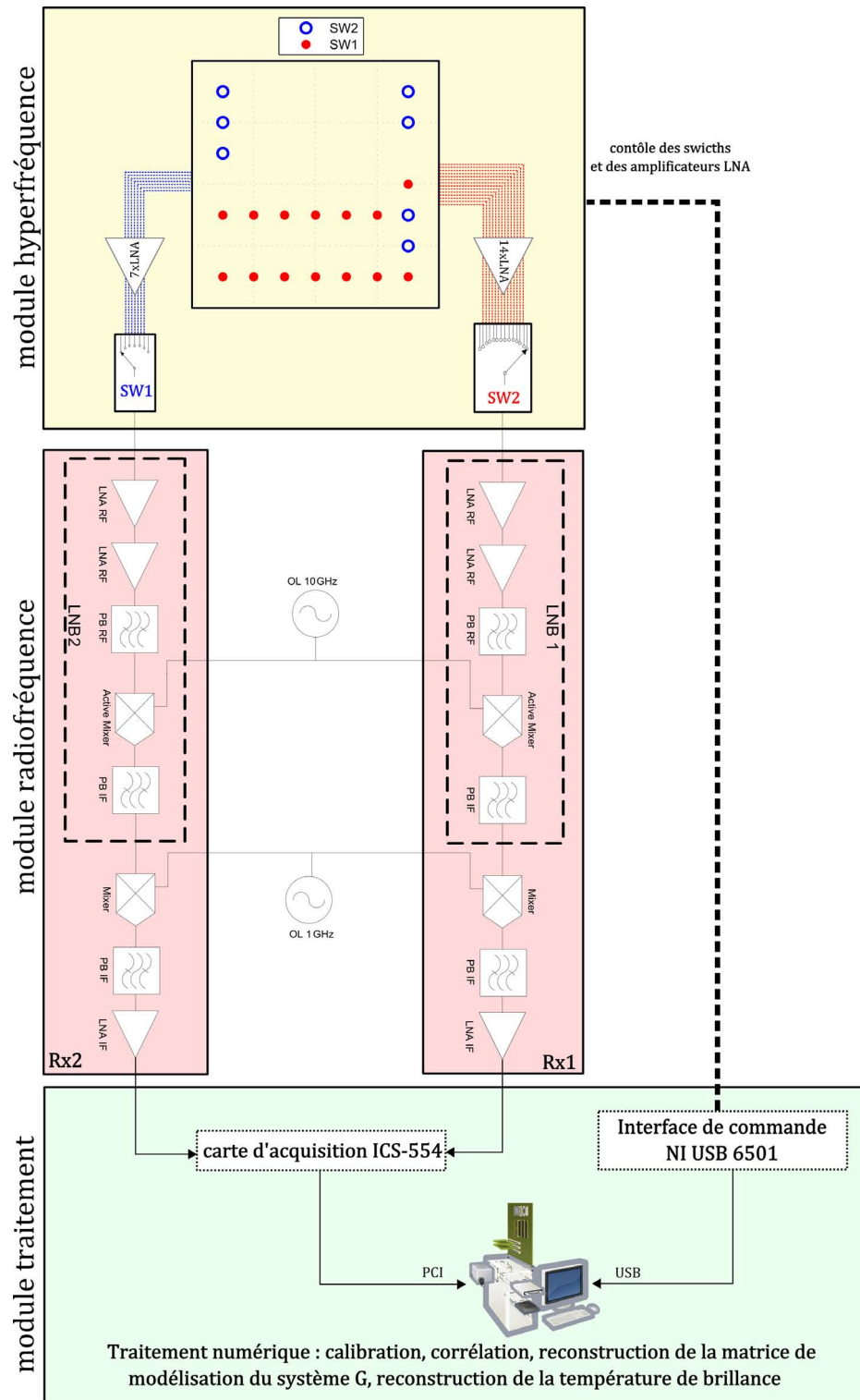


Figure V.2.1: Architecture du démonstrateur en bande X

un oscillateur local qui permet de descendre en fréquence afin de numériser le signal par une carte d'acquisition et un filtre passe-bas suivi par un amplificateur IF.

- Le module de traitement et de contrôle qui comprend une carte d'acquisition numérique ICS-554 reliée à un PC et une carte de commande. Ce module gère principalement deux tâches : le contrôle du module hyperfréquence et le contrôle des périphériques d'acquisition des signaux reçus.

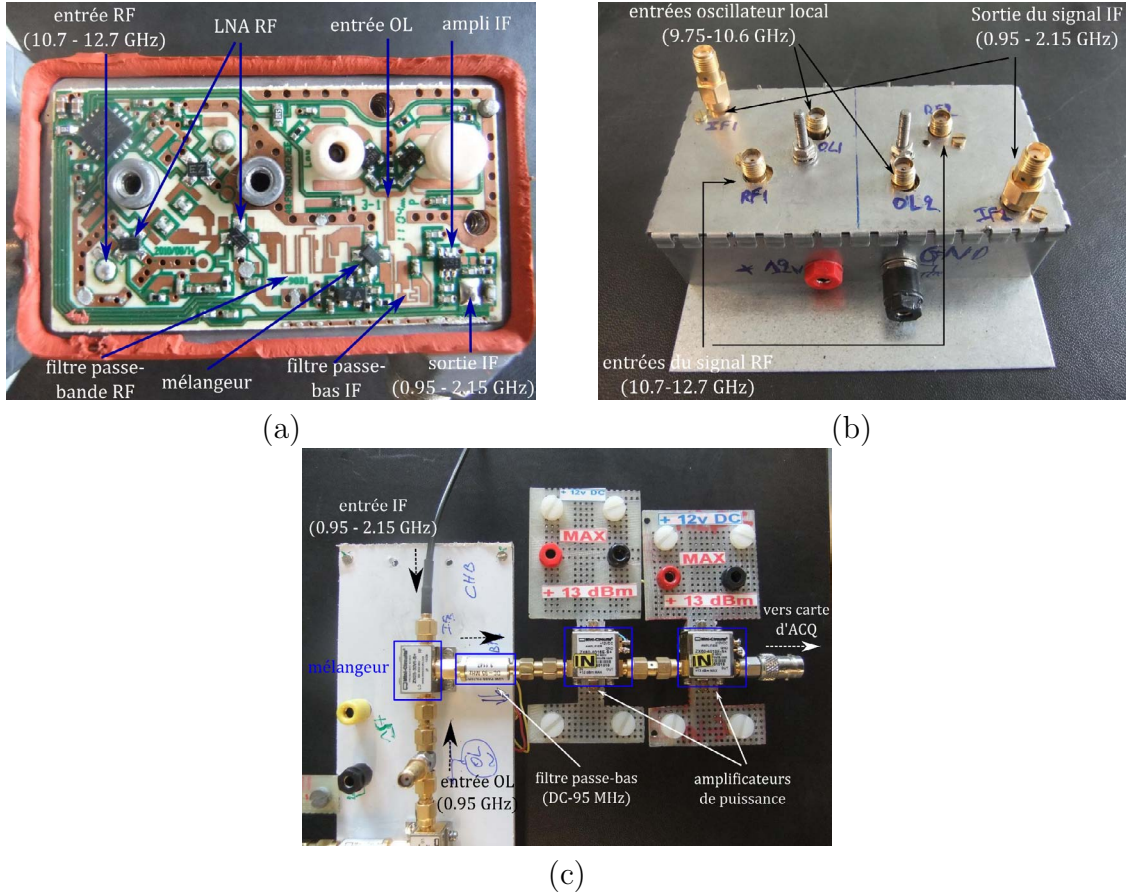
Le module hyperfréquence a fait l'objet du chapitre précédent. Les paragraphes suivants se focalisent donc sur la présentation des deux derniers modules de ce démonstrateur.

### V.2.1 Module radiofréquence

Le module radiofréquence décrit ici est identique à celui utilisé dans le prototype d'imagerie unidimensionnelle présenté dans le chapitre 2. Ce module emploie deux récepteurs à deux étages avec un passage en fréquence intermédiaire comme montré sur la figure V.2.2. Chaque chaîne de réception se compose des parties suivantes :

- Premier étage (*Front-end RF*) : il s'agit du *LNB* (*Low Noise Block*) modifié et qui est utilisé pour la réception satellite en bande Ku. La modification est effectuée au niveau du mélangeur en injectant un oscillateur local externe. La figure V.2.2 montre une photographie de ce premier étage du module radiofréquence. Le *LNB* se compose de deux *LNA* (*Low Noise Amplifier*) *RF*, d'un filtre *RF*, d'un mélangeur de fréquence  $f_{OL}$  externe, d'un amplificateur *IF* puis d'un filtre *IF*. Le gain total de ce premier étage après modification est de l'ordre de 45 dB et le facteur de bruit est de l'ordre de 0,6 dB (valeur donnée par le constructeur).
- Second étage : il comprend un mélangeur associé à un oscillateur local qui permet de descendre en fréquence afin de numériser le signal par une carte d'acquisition. En entrée du deuxième étage, un mélangeur à réjection de fréquence image aurait également pu être utilisé, mais ce circuit nécessite plus de composants. Le mélangeur est suivi par un filtre passe-bas de fréquence de coupure 95 MHz. L'objectif de ce filtre est d'éliminer les fréquences harmoniques générées par le mélangeur utilisé. En sortie du filtre, le signal reçu est trop faible pour être numérisé. Ce dernier est donc amplifié par 2 amplificateurs de puissance et est envoyé en entrée de la carte d'acquisition.

Le tableau V.1 donne les caractéristiques et les spécifications du module radiofréquence. Comme la bande passante du filtre BF est de l'ordre de 95 MHz (DC - 95 MHz), les fréquences des oscillateurs locaux sont fixées de façon à avoir un passage de la bande de fréquence (11 GHz - 11,095 GHz) à (DC - 95 MHz). Les fréquences des deux oscillateurs sont donc respectivement de 10,05 GHz et 0,95 GHz. Il est à noter que ces deux OLs sont communs aux deux récepteurs.



**Figure V.2.2:** (a) Vue du récepteur *LNB*, (b) vue du premier étage du module radiofréquence avec deux *LNB*, (c) vues du deuxième étage du module radiofréquence.

Le module radiofréquence gère donc la réception du signal issu du module hyperfréquence et la conversion en fréquence. Le signal BF en sortie est compris entre DC et 95 MHz et est envoyé au module de traitement numérique afin de générer deux signaux I & Q servant à l'estimation de la fonction de visibilité à partir de la corrélation complexe. Le prochain paragraphe présente donc le module de traitement numérique.

## V.2.2 Module de traitement numérique et contrôle

C'est par l'intermédiaire du logiciel MATLAB® que ce module gère ses fonctions. L'utilisation de MATLAB® permet de contrôler l'ensemble des fonctions disponibles avec ce module de traitement. Le rôle de ce module est donc d'acquérir le signal reçu à la sortie du module radiofréquence et d'effectuer le traitement du signal nécessaire. En outre, plusieurs interactions avec le module hyperfréquence sont nécessaires via l'interface de commande. En effet, la com-

Composants	Caractéristiques
Premier étage :	Bande passante filtre RF (entrée) : 10,7-12,7 GHz
– LNB :	Bande passante filtre IF (sortie) : 0,95-2,15 GHz
	OL RF : 10,05 GHz (+7dBm)
	Gain : 45 dB
	NF : 0,6 dB
	Consommation : 2,4 W
Deuxième étage :	Pertes : 7 dB
– mélangeur	OL IF : 0,95 GHz (+7 dBm)
ZX05-30W-S	
– filtre VLF-95	Passe-bas (DC-95 MHz)
	Pertes : 0,5 dB
– 2 × Amplificateur BF	Gain : 2 × 19 dB
ZX60-4016E-S	NF : 3,7 dB
	Consommation : 2 × 0,7 W
<b>Module radiofréquence</b>	<b>Fréquence d'entrée RF : 11 GHz</b>
	<b>Fréquences de sortie BF : DC-95 MHz</b>
	<b>Gain total : 75,5 dB</b>
	<b>NF : 0,6 dB</b>
	<b>Consommation : 3,8 W</b>

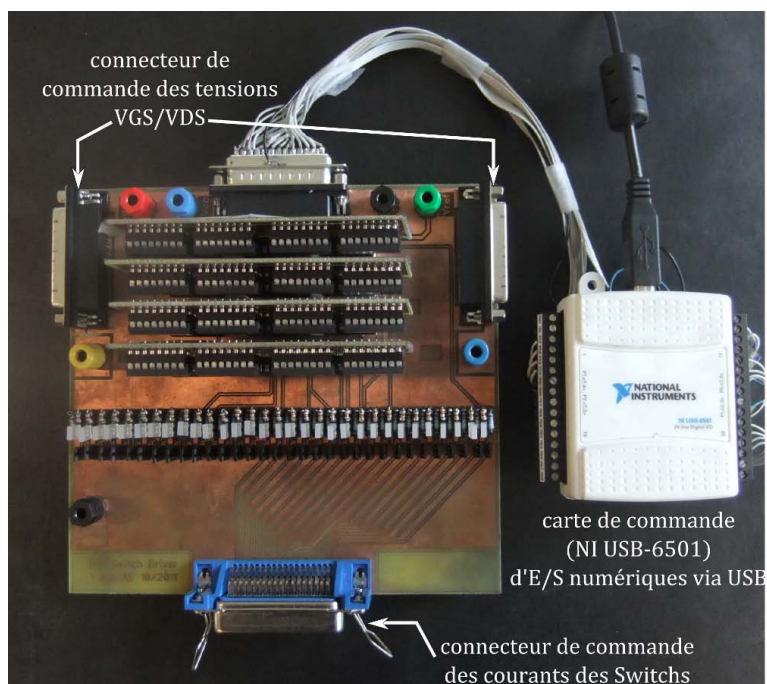
**Table V.1:** Caractéristiques du module radiofréquence en bande X

mutation des sous-matrices de *switchs* est également gérée via l'interface de commande décrite sous MATLAB®.

### V.2.2.1 Interface de commande du système

L'interface de commande décrite ici doit fournir les tensions continues nécessaires pour l'alimentation des composants actifs du module hyperfréquence. La figure V.2.3 montre une photographie de cette interface.

Pour les tensions VGS et VDS des amplificateurs faible bruit, nous avons choisi de les alimenter en continu et ce, même pour les amplificateurs situés derrière des antennes non sélectionnées lors de la commutation. Cette procédure est choisie afin d'éviter de trop nombreux changements de température de fonctionnement du transistor. En effet, un changement de température peut engendrer une modification des caractéristiques du transistor et produit donc une mauvaise calibration. En revanche, il est clair que cette procédure a un impact sur la consommation du système. En ce qui concerne les sous-matrices de *switchs*, une carte ("mère"

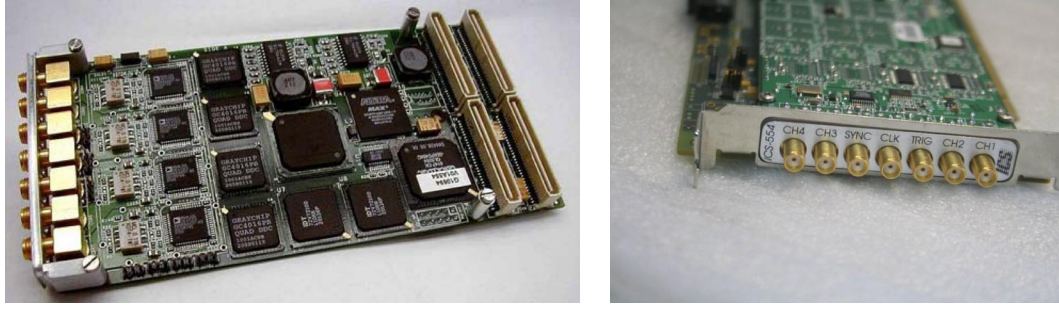


**Figure V.2.3:** Vue de l'interface de commande du système

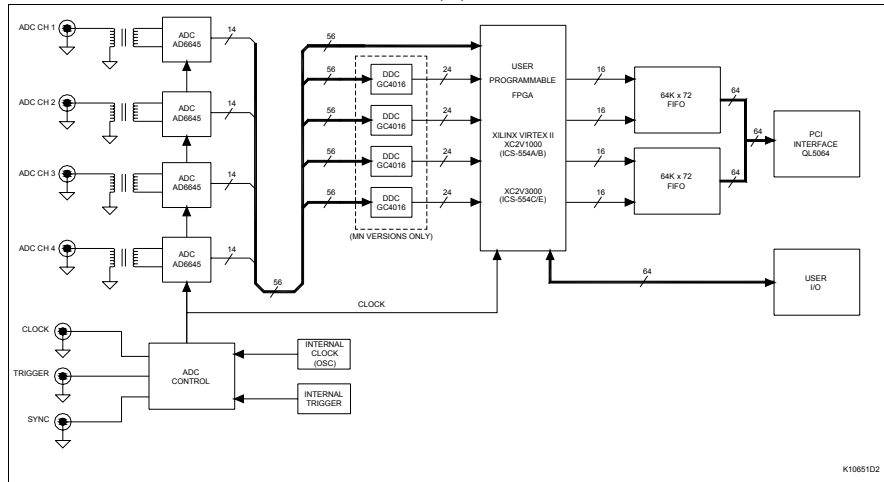
est développée afin de piloter les courants continus nécessaires pour alimenter les *switchs*. Cette carte est basée sur l'utilisation de la carte de commande NI USB 6501 (de National Instruments) qui établit un protocole de communication depuis un PC (avec MATLAB®) via une interface *USB*.

À partir d'une commande MATLAB®, la carte NI USB 6501 génère un signal TTL (+5 V/0 V). La carte "mère" convertit donc ce signal TTL vers un signal compatible avec celui du *switch*. En effet, selon la documentation du *switch* MA4AGSW4, pour fermer une voie, il faut un courant de 10 mA et une tension de 1,3 V à l'entrée de cette voie. De même, pour ouvrir une voie, il faut un courant de -10 mA et une tension de 2,3 V. L'interface de commande du système pilote donc toutes les voies des *switchs* du module hyperfréquence. Par la suite, elle permet aussi de contrôler la commutation et donc de sélectionner le signal reçu par l'antenne souhaitée.

En ce qui concerne le temps nécessaire pour la commutation d'une antenne à l'autre, un intervalle de 1 ms est indispensable. En effet, le taux de transfert de données de l'USB-6501 ne permet pas d'avoir un intervalle de commutation plus rapide.



(a)



(b)

**Figure V.2.4:** (a) Vue de la carte d'acquisition ICS-554 (GE Intelligent Platforms), (b) schéma fonctionnel de la carte

### V.2.2.2 Acquisition et traitement de données

La figure V.2.4 présente la carte d'acquisition des données ICS-554 de GE Intelligent Platforms ainsi que le schéma fonctionnel de la carte. Les conversions A/N sont simultanées à une fréquence d'échantillonnage maximale de 100 MHz et avec une résolution de 14 bits, permettant donc d'avoir une bande passante jusqu'à 50 MHz afin de respecter le critère de Shannon. Pour construire des signaux complexes, cette carte est équipée de *DDC* (*Digital Down Converter*) qui permettent de convertir chaque signal BF (signal réel) reçu en deux signaux I & Q (signaux complexes). Selon la documentation de la carte ICS-554, la bande passante maximale des *DDC* est de l'ordre de 10 MHz. Cela réduit donc la bande passante utilisable dans le traitement à 10MHz.

Soit  $S_k^I(t)$ ,  $S_k^Q(t)$ ,  $S_l^I(t)$  et  $S_l^Q(t)$  les signaux complexes reçus par deux antennes  $A_k$  et  $A_l$ . Les indices I et Q représentent respectivement les composantes en phase et en quadrature de phase.



En mesurant la corrélation complexe de ces signaux reçus on accède donc à un échantillonnage de la fonction de visibilité notée  $V_{kl}$  qui est défini par la relation (V.2.1) :

$$V_{kl} = \frac{1}{k_B \sqrt{B_k B_l G_k G_l}} \left[ S_k^I(t) S_l^I(t) \right] + j \left[ S_k^Q(t) S_l^I(t) \right] \quad (\text{V.2.1})$$

où  $k_B$  est la constante de Boltzmann,  $G_k$  et  $G_l$  sont les gains associés aux chaînes de réception  $k$  et  $l$ ,  $B_k$  et  $B_l$  sont les bandes passantes associées aux chaînes de réception  $k$  et  $l$ . Nous rappelons que l'écart de phase entre les deux signaux reçus est important pour le traitement de synthèse d'ouverture interférométrique. Étant donné que chaque signal reçu est affecté d'une fonction de transfert dépendant des différents composants impliqués, ces signaux reçus sont donc affectés par les phases internes de chaque voie de réception. Pour compenser cet effet, il est nécessaire de calibrer le système. Cette procédure de calibration est détaillée dans la prochaine section.

## V.3 Résultats d'expérimentation - Mise en place des traitements et mesures

Cette section est divisée en deux parties. La première présente la procédure de calibration du système par la matrice  $G$ , la seconde présente les résultats expérimentaux de la détection en chambre anéchoïde d'une source de bruit avec le démonstrateur en bande  $X$ .

### V.3.1 Procédure de calibration par la matrice $G$

À partir des résultats de mesure des diagrammes de rayonnement actifs des antennes (chapitre 4), nous proposons une technique pour calibrer le système d'imagerie. Cette procédure est appelée calibration par la matrice  $G$ . En effet, comme montré dans le chapitre 2, le système complet est modélisé sous la forme d'une matrice. Cette matrice inclut toutes les caractéristiques et les imperfections matérielles du système. Dans notre cas, le fait que le module radiofréquence soit identique pour chaque mesure de visibilité, seule la caractérisation du module hyperfréquence suffit pour la calibration du système.

Ainsi, pour chaque fréquence spatiale  $q = (u_{kl}, v_{kl})$  associée à une paire d'antennes  $A_k$  et  $A_l$ , et pour chaque point de la scène observée  $p = (\xi_p, \eta_p)$ , on a la relation matricielle suivante entre la température de brillance de la scène (pixel par pixel) et les visibilité échantillonnées :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_q \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(1,1) & \dots & \dots & \dots & G(1,p) & \dots & \dots & G(1,M) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G(q,1) & \dots & \dots & \dots & G(q,p) & \dots & \dots & G(q,M) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G(N,1) & \dots & \dots & \dots & G(N,p) & \dots & \dots & G(N,M) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ T_p \\ \vdots \\ \vdots \\ T_M \end{bmatrix}$$

Dans le cas où la bande passante est très petite par rapport à la fréquence centrale d'observation ( $\frac{B}{f_0} \ll 1$ ),  $G(q, p)$  est obtenu en utilisant la relation (V.3.1) :

$$G(q, p) = \frac{F_k(\xi_p, \eta_p) \overline{F_l(\xi_p, \eta_p)}}{\sqrt{1 - \xi_p^2 - \eta_p^2}} e^{-j2\pi(u_{kl}\xi_p + v_{kl}\eta_p)} \delta_\zeta \delta_\eta \quad (\text{V.3.1})$$

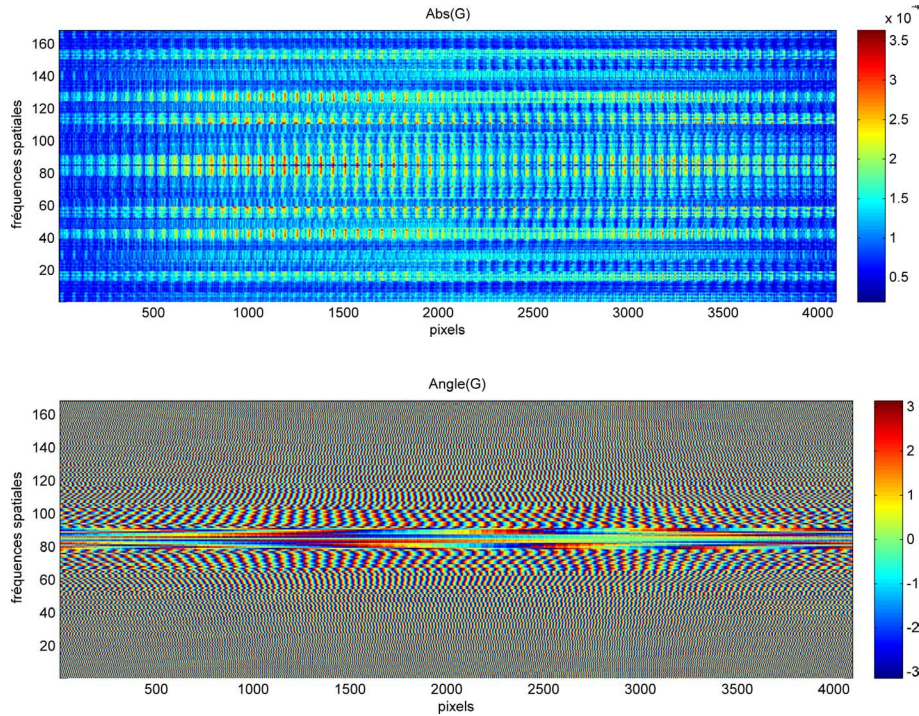
où :

- $F_k(\xi, \eta)$  et  $F_l(\xi, \eta)$  représentent respectivement les diagrammes de rayonnement actifs normalisés du champ E (amplitude et phase) des antennes  $A_k$  et  $A_l$ . Il faut noter que chaque diagramme de rayonnement doit être représenté au centre de phase de l'antenne qui lui correspond.
- $(\xi, \eta) = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi)$  représentent les cosinus directeurs,
- $T_p$  est la température de brillance de la cellule (ou pixel) observée en  $(\xi_p, \eta_p)$ ,
- $\delta_\zeta$  et  $\delta_\eta$  représentent les pas d'échantillonnage spatial dans les deux dimensions.

Pour les mesures réalisées avec le démonstrateur en bande X, l'espace des cosinus directeurs  $(\xi, \eta)$  est divisé en  $64 \times 64$  cellules de pas fixe  $\delta\xi = \delta\eta = 0,0208$ . En outre, on dispose avec notre système, de 169 visibilités. La taille de matrice G est donc de  $[169 \times 4096]$ . La figure V.3.1 montre un aperçu de cette matrice.

Afin de vérifier cette procédure de calibration, une expérience est réalisée avec le démonstrateur. Soit  $(\xi_p, \eta_p) = (0, 0)$  qui désigne le pixel correspond au centre de la scène. Si on considère une scène où  $T_B(\xi_p, \eta_p) = 1$  pour le pixel central et que la température est nulle ailleurs, alors on a l'égalité V.3.2 :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ \vdots \\ V_q \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G(1,p) \\ \vdots \\ G(q,p) \\ \vdots \\ G(N,p) \end{bmatrix} \quad (\text{V.3.2})$$

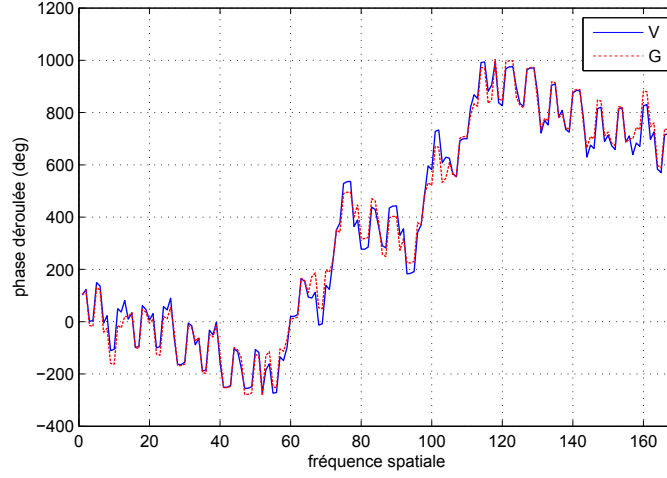


**Figure V.3.1:** La matrice de modélisation  $G$  pour le démonstrateur en bande X (taille de  $[169 \times 4096]$  )

En pratique, on place une source RF au centre de la scène émettant à la fréquence de 11 GHz et à une distance de 2 m du système imageur et . On ajuste le niveau de la PIRE « Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente » de cette source à -50 dBm. Cela permet d'avoir un fort contraste entre le niveau de puissance de la source par rapport à celui du fond de scène. La mesure de la fonction de visibilité permet donc de vérifier l'égalité V.3.2.

La figure V.3.2 montre la variation de la phase de la fonction de visibilité et celle de la matrice  $G$  pour chaque fréquence spatiale. On observe dans ce cas, une variation presque identique des deux phases en fonction de la fréquence spatiale. Cependant, du fait qu'on ne dispose pas de banc de mesures en chambre anéchoïde permettant de faire un positionnement précis de la source, toutes les mesures présentées ont été faites manuellement. L'écart entre les deux courbes s'explique par les effets pouvant être liés au positionnement manuel de la source. Au cours des mesures, différents couples d'antennes sont sélectionnés pour atteindre toutes les fréquences spatiales. Pour chaque couple, la distance entre les deux antennes varie. L'écart de phase le plus fort est obtenu pour les fréquences spatiales les plus importantes, c'est-à-dire pour l'écart de distance entre les deux antennes sélectionnées le plus important.

En ce qui concerne la reconstruction de la température de brillance, nous choisissons la méthode à bande passante limitée. Cette méthode présentée dans le chapitre 2 est décrite par

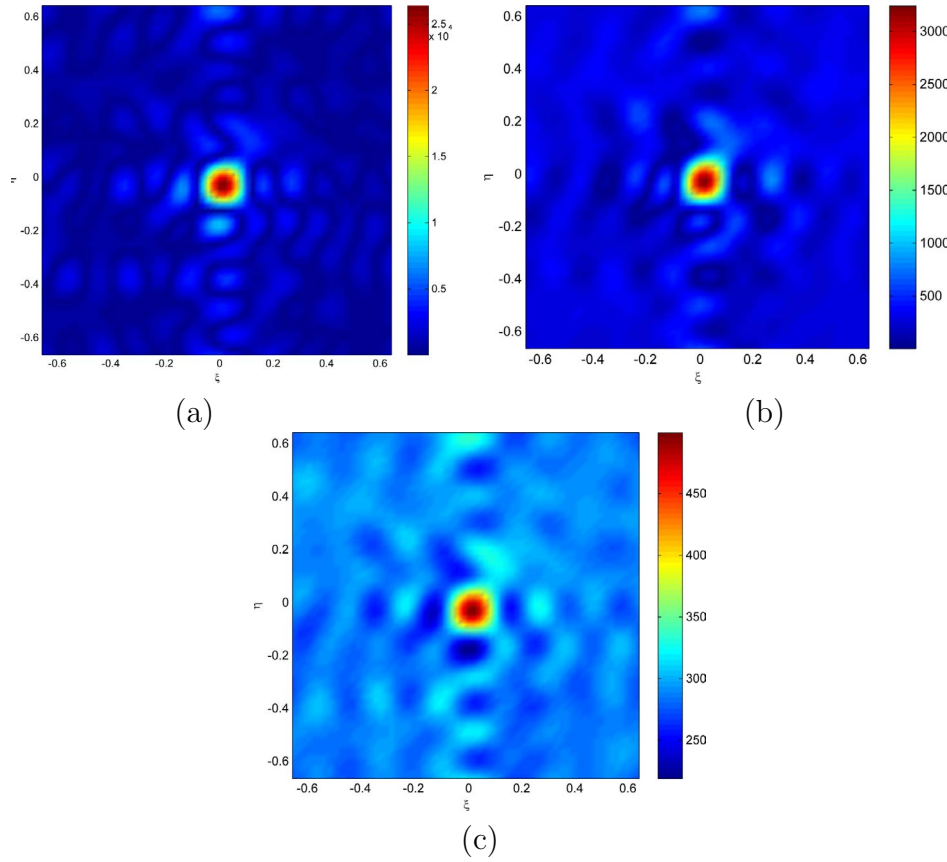


**Figure V.3.2:** Variation de la phase en fonction de la fréquence spatiale pour une source localisée au centre de la scène.

l'intermédiaire de deux étapes : reconstruction de la matrice de modélisation du système G en utilisant la relation puis reconstruction de la matrice résolvante A (§ II.3.2.3). La figure V.3.3 montre la température de brillance reconstruite pour la source placée au centre de la scène en fonction de la puissance émise. La position de la cible est bien retrouvée dans tous les cas. Par ailleurs, ces mesures nous permettent de caractériser la réponse impulsionnelle de notre système d'imagerie. Cette réponse permet entre autres de déterminer la résolution angulaire du système. Elle peut être trouvée expérimentalement en calculant l'ouverture -3 dB par rapport au pic maximal. La résolution angulaire mesurée du système est de l'ordre de  $6,5^\circ$ . Théoriquement, cette valeur de résolution est estimée à  $\lambda_0/D_{syn}$ , où  $D_{syn} = 24,54$  cm est le diamètre synthétisé. On trouve une valeur théorique égale à  $6,3^\circ$ . On constate donc une concordance entre la résolution réelle et celle théorique du système.

Pour un calibrage précis du module de la température de brillance, cette dernière doit être comparée par rapport à une température de référence. Une méthode [103, 104, 105, 106] consistant à injecter un bruit de référence derrière chaque antenne (par couplage par exemple) permet ainsi d'introduire l'opération de calibration nécessaire. Cette procédure peut être appliquée pour ce démonstrateur par une injection de bruit au niveau de chaque sous-matrice de *switchs*. Cependant, vu la complexité de l'implémentation, nous n'avons pas mis en oeuvre cette procédure.

La section suivante présente les résultats expérimentaux lors de la détection d'une source de bruit positionnée à des différents endroits de la scène.



**Figure V.3.3:** Température de brillance reconstruite pour une source placée au centre de la scène  $(\xi_p, \eta_p) = (0, 0)$  en fonction de la puissance émise par cette source (a) -50 dBm, (b) -60 dBm et (c) -70 dBm.

### V.3.2 Application pour la détection d'une source de bruit

La détection de la présence d'une source de bruit peut se faire à l'aide de notre démonstrateur. L'objectif est de valider expérimentalement le concept de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique en utilisant le concept de sous-matrices de *switchs*. Pour cela, nous effectuons des mesures afin de détecter une source de bruit localisée à différentes positions dans la scène. La figure V.3.4 montre la source de bruit utilisée pour cette application. Cette source (de référence Agilent 346CK01 [107]) est caractérisée par une large bande de fonctionnement de 1 GHz à 50 GHz, avec un niveau d'*ENR* (*Excess Noise Ratio*) qui varie en fonction de la fréquence. Ce terme *ENR*, exprimé souvent en dB, est utilisé pour décrire le niveau de bruit à la sortie de la source par rapport au bruit de température de référence  $T_{ref} = 290$  K. La relation entre la température de bruit de la source  $T_s$  et l'*ENR* est donnée par la formule V.3.3.

$$ENR(dB) = 10 \log \left( \frac{T_s - T_{ref}}{T_{ref}} \right) \quad (V.3.3)$$



**Figure V.3.4:** La source de bruit Agilent - bande de fonctionnement : 1 GHz à 50 GHz.

Par exemple, autour de 11 GHz, le niveau d' $ENR$  est de 16,12 dB. La température de bruit de la source est donc égale à 12159 K. Comme la bande passante  $B$  utilisée est limitée à 10 MHz, le niveau de puissance de bruit disponible à la sortie de la source est  $P_s = kT_s B = -87,75$  dBm. Dans un environnement intérieur, en particulier dans une chambre anéchoïque, le niveau de puissance de la source est trop faible pour être détecté. Afin d'éviter que la température de brillance du fond de scène soit supérieure à la température équivalente de la source à détecter, une antenne de gain d'environ 18 dB est ajoutée en sortie de la source. Cela permet d'ajuster le niveau de la PIRE de cette source de bruit à  $-69,75$  dBm.

En ce qui concerne le démonstrateur en bande X, l'ensemble des caractéristiques et des performances du système sont données dans le tableau V.2. Comme le temps d'intégration est fixé à 10 ms et avec une latence de 1 ms entre chaque mesure de visibilité, le démonstrateur permet d'obtenir un taux d'une image par seconde. À partir de la formule I.4.4 qui définit la sensibilité d'un système à synthèse d'ouverture interférométrique, la sensibilité radiométrique obtenue est de l'ordre de 9,2 K. La sensibilité est dégradée dans notre cas du fait de la bande limitée (10MHz).

La figure V.3.5 montre une vue d'ensemble du démonstrateur en phase de mesure pour la détection de la source de bruit. La distance entre la source et le système est fixée à  $r = 2$  m. La figure V.3.6 montre la température de brillance reconstruite dans le cas de l'absence de la source, puis dans le cas d'une source localisée respectivement à  $(\theta, \phi) \simeq (0^\circ; 0^\circ)$ ,  $(\theta, \phi) \simeq$

Fréquence du système	$f_0 = 11$ GHz
Bande passante	$B = 10$ MHz
Facteur de bruit	$NF = 2,23$ dB
Température du récepteur	$T_{rec} = (NF - 1) T_{ref} = 194$ K
Température de l'antenne	$T_{ant} = 300$ K ( <b>en chambre anéchoïde</b> )
Température du système	$T_{sys} = T_{rec} + T_{ant} = 494$ K
Temps d'intégration	$\tau_{int} = 10$ ms
Nombre de fréquences spatiales	$N_b = 169$ ( <b>85 mesurables</b> )
Intervalle de commutation	$t_{switch} \simeq 1$ ms
Temps de reconstruction de l'image	$t_{rec} = \frac{N_b}{2} \times (\tau_{int} + t_{switch}) \simeq 0.95$ s
Nombre d'antennes	$N_c = 21$
Diamètre synthétisé	$D_{syn} = 24,54$ cm
Pas d'échantillonnage des fréquences spatiales	$\delta u = 0,75, \delta v = 0,75,$
Nombre de pixels de la scène	$M \times N = 64 \times 64 = 4096$
Pas d'échantillonnage spatial	$\delta\xi = 0,0208$ ( $\simeq 1,2^\circ$ ) $\delta\eta = 0,0208$ ( $\simeq 1,2^\circ$ )
Dimension de la matrice de calibration G	$[169 \times 4096]$
<b>Étendue du champ de vision</b>	$\Delta\xi = 1/\delta u = 1,33$ ( $\pm 41,8^\circ$ ) $\Delta\eta = 1/\delta v = 1,33$ ( $\pm 41,8^\circ$ )
<b>Résolution angulaire</b>	$\alpha = 6,5^\circ$
<b>Sensibilité radiométrique</b>	$\Delta T = \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau_{int}}} \left( \frac{D_{syn}}{\lambda_0} \right)^2 \left( \frac{\Omega_{FOV}}{N_c} \right) \simeq 9,6$ K

**Table V.2:** Caractéristiques et performances du démonstrateur en bande X

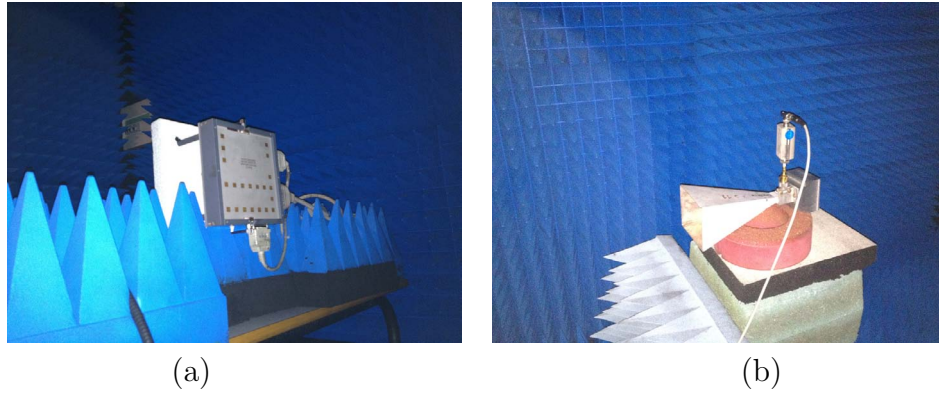
( $0; 15^\circ$ ) et à  $(\theta, \phi) \simeq (-10^\circ; -5^\circ)$ . Dans toutes les situations, la source est correctement localisée.

Afin de comparer le niveau du contraste entre la source de bruit et celui du fond de la scène, on calcule la PIRE d'une surface  $ds$  du fond de scène vue par l'angle de résolution du système soit  $6,5^\circ$ . Cette PIRE peut être exprimée avec la relation V.3.4 :

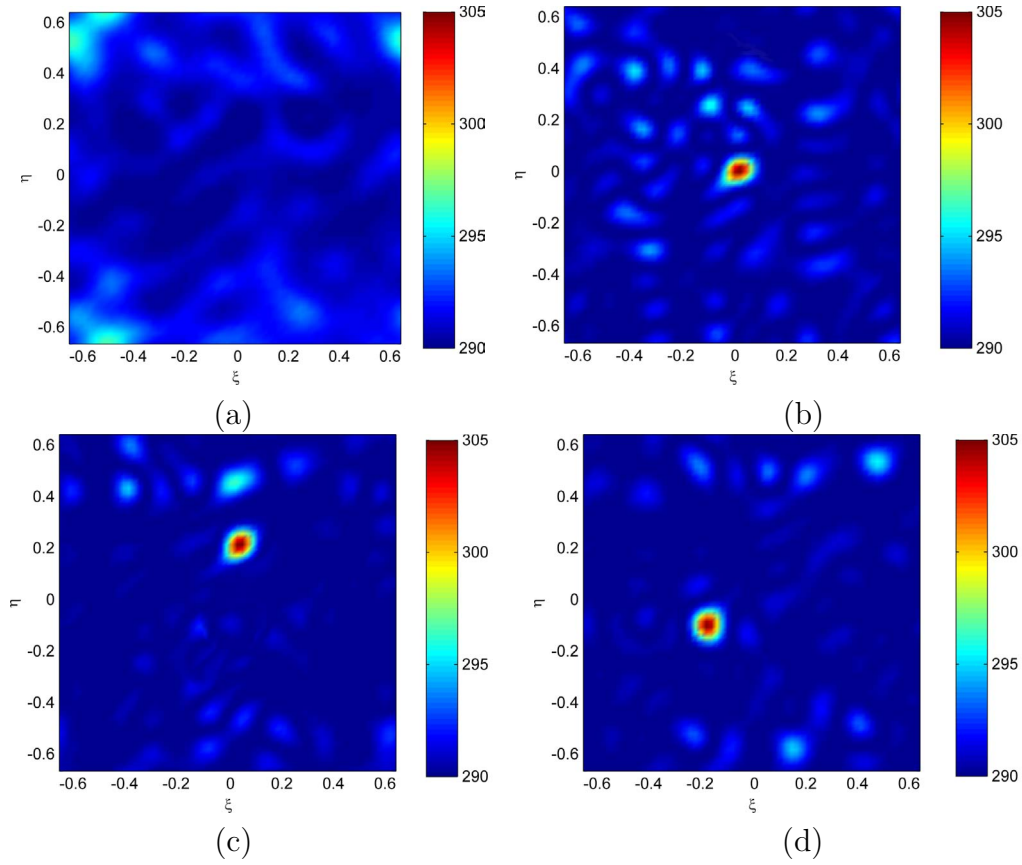
$$PIRE_{scène} = 4\pi \frac{2k_B B T_{ant} f^2}{c^2} r^2 ds \quad [W] \quad (V.3.4)$$

À une distance de 2 m, la valeur de  $ds$  est calculée et nous avons :  $ds = 0,05$  m<sup>2</sup>. La relation V.3.4 donne donc un niveau théorique de la PIRE du fond de  $-71,7$  dBm. Comparée à celle de la source de bruit, il est clair que le contraste de la température est très faible. Ceci explique donc la dynamique du résultat sur la figure V.3.6 si on fait l'hypothèse que le fond de scène de la chambre est homogène et de température stable.





**Figure V.3.5:** Vue d'ensemble du démonstrateur en bande X pour la détection d'une source de bruit en chambre anéchoïque (a) système et (b) source de bruit.



**Figure V.3.6:** Température de brillance reconstruite d'une source de bruit placée dans différentes positions : (a) source de bruit éteinte, (b)  $(\xi, \eta) \simeq (0;0)$  /  $(\theta, \phi) \simeq (0^\circ; 0^\circ)$ , (c)  $(\xi, \eta) \simeq (0;0,25)$  /  $(\theta, \phi) \simeq (0;15^\circ)$  et (d)  $(\xi, \eta) \simeq (-0,2;-0,1)$  /  $(\theta, \phi) \simeq (-10^\circ;-5^\circ)$ .



L'objectif de cette partie est de valider le concept de l'imagerie passive par l'approche de sous-matrices de *switchs* en bande X (autour de 11 GHz). Les mesures en chambre anéchoïde montrent qu'avec ce démonstrateur, la position de la source du bruit est affichée correctement malgré le niveau très faible du contraste de la source par rapport au fond de scène. On peut donc considérer cette solution comme validée. En outre, nous avons réalisé une vidéo d'animation d'un taux d'une image par seconde de la température de brillance d'une source en mouvement. Cela permet donc d'évaluer les capacités de ce démonstrateur.

## V.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, l'architecture finale du système d'imagerie en bande X est décrite. Le schéma récapitulant les fonctions de chaque partie est présenté. Le démonstrateur final comprend trois parties :

- Un module hyperfréquence qui gère la réception des signaux par l'intermédiaire de 21 antennes, l'amplification du signal reçu puis la commutation par le biais de deux sous-matrices de *switchs*.
- Un module radiofréquence qui gère l'amplification, le filtrage et la transposition du signal RF en fréquence intermédiaire, puis en fréquence BF compatible avec le système d'acquisition. Ce module fournit donc à la carte d'acquisition un signal réel de fréquence compris entre 0 et 95 MHz. Ce signal BF est ensuite envoyé sur le module de traitement numérique.
- Un module de traitement numérique qui a deux rôles distincts. Le premier rôle est d'acquiesir le signal basse fréquence à la sortie du module radiofréquence, de générer deux signaux déphasés de  $90^\circ$  (I & Q) dont la bande passante est de l'ordre de 10 MHz, et d'effectuer le traitement du signal et les opérations de calibration nécessaires. Le deuxième rôle est celui de contrôler le module hyperfréquence par l'intermédiaire d'une carte de commande.

Un procédé de calibration basé sur la matrice de modélisation du système G est présenté dans ce chapitre. À partir de mesures effectuées en chambre anéchoïde, nous validons ce procédé de calibration en comparant la variation de la phase de la fonction de visibilité et celle de la matrice G pour chaque fréquence spatiale. Ensuite, nous donnons l'ensemble des caractéristiques et des performances du démonstrateur en bande X. Finalement, nous validons expérimentalement le concept d'imagerie passive par le biais de sous-matrice de *switches*. Ce démonstrateur est utilisé pour la détection d'une source de bruit. Pour cette application, les images reconstruite à partir des mesures en chambre anéchoïde montre qu'il est possible de retrouver les positions de la source de bruit en utilisant notre système. Il convient de noter que ces mesures sont réalisées

dans des conditions très défavorables pour la détection puisque nous avons des niveaux très faibles de contraste entre la température équivalente de la source et la température du fond de scène.

Pour ces validations expérimentales, nous avons développé et assemblé un système pour lequel le travail effectué est conséquent et pluridisciplinaire (antennes, systèmes RF, traitement de signal). Ces travaux présentent la difficulté d'être nouveaux pour l'équipe de recherche en termes d'application au sein du laboratoire. Par conséquent, seules les mesures de validation du prototype autour de la fréquence 11 GHz ont été présentées. Les mesures de validation pour le démonstrateur autour de 35 GHz n'ont pu être effectuées faute de disponibilité d'un module radiofréquence permettant de transposer le spectre du signal utile autour de la fréquence de 35 GHz en bande de base.

Notons que des publications concernant ce chapitre sont en cours de rédaction.



# Conclusion générale et perspectives

L'imagerie passive à synthèse d'ouverture interférométrique est une technique prometteuse pour les scanners corporels plus particulièrement et d'autres applications visant la sécurité des personnes plus généralement. Les travaux effectués au cours de cette thèse ont proposé une explication des phénomènes complexes intervenant dans la mise en place d'un imageur à synthèse d'ouverture interférométrique tant d'un point de vue physique que sur le plan du traitement du signal. Nous avons montré dans la partie bibliographique que cette technique est utilisée dans de nombreuses applications et en particulier dans les nouveaux dispositifs d'imagerie. Nous avons donc motivé notre choix d'un système passif basé sur le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique vis-à-vis des autres technologies d'imagerie existantes (imagerie active, plan focal, détection directe, etc.). Cette technique présente plusieurs avantages tels que : son impact nul sur l'environnement en termes de rayonnement (système passif), sa haute résolution (interférométrie), ainsi que son faible encombrement et son coût plus faible à qualité et précision équivalente par rapport aux autres systèmes d'imagerie actuellement utilisés.

## Bilan des travaux effectués

L'état de l'art nous a montré que le défaut de la technique de synthèse d'ouverture interférométrique est essentiellement lié à l'architecture multichaines employée. En effet, l'inconvénient de ce type d'architecture réside dans son coût qui dépend principalement du nombre de récepteurs. Un des points durs du travail a donc concerné la définition de l'architecture du système. Dans le but de contribuer au développement des systèmes d'imagerie millimétrique passive par le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique, une nouvelle approche d'imagerie a été présentée et qui consiste à l'utilisation de la commutation par des sous-matrices de *switchs*. À partir de cette approche, nous avons montré qu'il est possible d'améliorer le rapport coût-performances des systèmes d'imagerie. En effet, le nombre de récepteurs a été réduit au minimum (deux récepteurs), tout en conservant des performances suffisantes (résolution et temps réel). Ceci nous a permis de mettre en évidence des avantages importants en termes de coût, de consommation et d'encombrement qui ont satisfait nos exigences et nos attentes pour

un système d'imagerie qualifié d'entièrement électronique (en opposition à des systèmes dits mécanique).

Pour atteindre notre objectif principal, il a fallu développer et assembler tout un système dont le travail effectué est conséquent et pluridisciplinaire. Nous avons donc divisé ce travail en quatre étapes majeures.

En premier lieu, nous avons tout d'abord détaillé le concept de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique afin de cerner les phénomènes complexes intervenant dans la relation entre les mesures interférométriques et la température de brillance que l'on cherche à estimer. L'objectif étant de disposer d'un outil d'assistance pour la conception de notre système d'imagerie, nous avons ensuite développé un outil de simulation de l'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique. Après avoir montré les principaux points qui caractérisent ce simulateur, des simulations ont été menées afin de montrer les possibilités offertes par ce dernier. Enfin, la validation de ce concept d'imagerie passive a été menée par l'intermédiaire d'expérimentations. Cette étape a été franchie en réalisant un prototype en bande Ku permettant de retrouver la position d'une source de rayonnement suivant un axe (azimut). Ce premier système est dit 1D puisque la corrélation est faite entre des antennes de réception situées sur une ligne. Les résultats de mesures montrent un bon accord avec la simulation, ce qui permet de valider le principe à la fois en simulation et en expérimentation.

En deuxième lieu, nous avons étendu le principe de l'imagerie 1D à celui d'imagerie 2D en considérant maintenant des résultats de corrélation entre antennes de réception situées dans un plan. Ainsi, le concept de l'utilisation de la commutation d'antennes par l'approche des sous-matrices de *switchs* a été présenté. À partir de la comparaison de différentes approches, il a été montré que cette approche présente des avantages importants en termes de coût, de consommation et d'encombrement du système. Nous avons donc décrit toutes les étapes qui permettent la synthèse du réseau à redondance minimale par l'application de l'algorithme génétique afin d'optimiser et de simplifier le processus de commutation. Cette étape nous a permis par la suite de proposer des solutions répondant au problème posé et de choisir le meilleur candidat pour le choix du réseau d'antennes (nombre et positions des antennes) de notre démonstrateur d'imagerie.

Ensuite, nous avons adapté cette approche à un système antenne actif complet, en bande X et en bande millimétrique. L'objectif de ces prototypes est de valider dans un premier temps cette approche de manière expérimentale, puis de valider le principe de construction de la matrice de calibration du système G afin de traiter les données réelles pour la reconstruction d'images. Nous avons donc détaillé le développement des modules hyperfréquences actifs en bande X (11 GHz) et en bande Ka (35 GHz). Ces modules comprennent les parties antennaires, les amplificateurs faibles bruit et les sous-matrices de *switchs*. Quelque soit le démonstrateur

---

(bande X ou Ka), la mesure des diagrammes de rayonnement de chaque antenne élémentaire a été nécessaire afin de mettre en oeuvre la matrice de calibration utile à la reconstruction de l'image.

Finalement, à partir des mesures effectuées en chambre anéchoïde, nous avons validé cette procédure de calibration. L'ensemble des travaux permet donc de valider le principe d'imagerie en deux dimensions basée sur la commutation entre antennes et en réduisant de façon significative le nombre de récepteurs.

## Perspectives

La recherche d'une solution employant le moins d'antennes et de composants possible a été une motivation permanente tout au long de la mise en place d'un système d'imagerie 2D. L'étude réalisée pendant cette thèse a donc permis de montrer la faisabilité d'une nouvelle approche d'imagerie par le biais des sous-matrices de *switchs* et de restituer un cahier des charges complet pour permettre sa réalisation. Les perspectives sont donc nombreuses :

- La bande passante et le facteur de bruit doivent être améliorés pour augmenter la sensibilité radiométrique du système.
- La réduction du temps de reconstruction de l'image peut également être envisagée pour accéder à un taux d'images par seconde plus important.
- Un module radiofréquence à 35 GHz est à réaliser afin de valider l'approche des sous-matrices de *switchs* dans cette bande de fréquence
- Une montée en fréquence (par exemple à 94 GHz) permettra une meilleure précision en terme de contraste de température de brillance des objets. Ceci induira une meilleure détection des différents matériaux présents sur la scène, plus particulièrement en environnement intérieur.



# **Annexes**





# Annexe A

## Cadre Mathématique de la reconstruction d'image par inversion

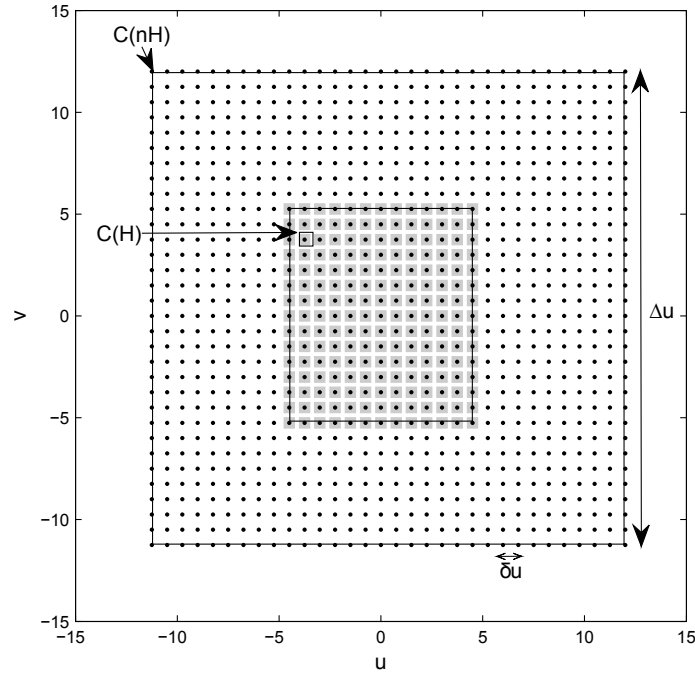
### ***Grille d'échantillonnage fréquentielle (domaine de Fourier)***

En raison des dimensions limitées d'un dispositif interférométrique et du nombre fini d'antennes élémentaires utilisées, les fréquences spatiales échantillonnées sont bien évidemment limitées à une région du domaine dite de Fourier : la couverture des fréquences spatiales. Par exemple, le dispositif en forme de U avec des antennes élémentaires régulièrement disposées le long de chaque bras, conduit à des fréquences spatiales situées aux nœuds d'un maillage cartésienne et confinées dans une couverture fréquentielle en forme de rectangle (figure III.2.5). Le dispositif en forme de Y avec des antennes élémentaires régulièrement disposées le long de chaque bras, conduit à un maillage hexagonale confiné dans une couverture fréquentielle en forme d'étoile (figure III.2.6). Par ailleurs, il existe d'autres géométries qui peuvent conduire à des formes différentes.

L'approche traitement d'image sur des grilles d'échantillonnage est donc ici la manière naturelle d'aborder le problème de la synthèse d'ouverture interférométrique. Nous détaillons dans cet annexe les aspects géométriques de la grille rectangulaire tels qu'ils sont définis dans les références [69, 67]. Soit  $H$  la couverture fréquentielle à la forme d'un rectangle, le maillage cartésienne qui la prolonge étant caractérisé par la relation (A.0.1) :

$$H = \left\{ (u, v)_q = q_1 \vec{u} + q_2 \vec{v} \quad , q = (q_1, q_2) \in \mathbb{Z}^2 \right\} \quad (\text{A.0.1})$$

Et les vecteurs de translation et sont tels que :



**Figure A.1:** Couverture fréquentielle  $H$  d'un réseau rectangulaire en forme de  $U$  composé de 7 éléments équidistants dans chaque bras, et réseau périodique associé  $nH$ , Ici,  $n=32$  de sorte que la couverture fréquentielle  $H$  est entièrement contenue dans le réseau périodique  $nH$ .

$$\begin{cases} \vec{u} = (\delta u, 0) \\ \vec{v} = (0, \delta u) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \|\vec{u}\| = \|\vec{v}\| = \delta u = \frac{d}{\lambda_0} \quad (\text{A.0.2})$$

Où  $d$  est l'espacement entre les antennes et  $\lambda_0$  et la longueur d'onde. La fréquence spatiale la plus grande  $u_{max}$  est déterminée par la plus grande distance  $D_{max}$  entre deux antennes :

$$\|u_{max}\| = \frac{D_{max}}{\lambda_0} \quad (\text{A.0.3})$$

Pour faciliter l'utilisation des algorithmes prédéfinies de la transformée de Fourier (FFT), soit  $n$  un entier, plus exactement une puissance de 2, tel que  $H$  sera entièrement contenu dans un réseau périodique caractérisé par la relation A.0.4 :

$$nH = \left\{ (U, V)_Q = Q_1 \vec{U} + Q_2 \vec{V} \quad , Q = (Q_1, Q_2) \in \mathbb{Z}^2 \right\} \quad (\text{A.0.4})$$

Les vecteurs de translation de ce réseau et sont tels que :

---


$$\begin{cases} \vec{U} &= (\Delta u, 0) \\ \vec{V} &= (0, \Delta u) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \|\vec{U}\| = \|\vec{V}\| = \Delta u = n\delta u \quad (\text{A.0.5})$$

Les relations précédentes sont illustrées sur la figure A.1, pour un réseau de forme U comportant 7 éléments équidistants dans chaque coté, et avec un espacement entre les antennes  $d=0.75\lambda_0$ .  $\delta u$  est appelé le pas d'échantillonnage et  $\Delta u$  l'étendue spectrale. On définit les surfaces  $\sigma u$  et  $\sigma U$  des cellules élémentaires  $C(H)$  et  $C(nH)$  qui sont respectivement égales à  $(\delta u)^2$  et  $(\Delta u)^2$ .

Le réseau  $nH$  correspond au maillage d'échantillonnage nécessaire au traitement du signal. Il doit donc respecter les conditions de Shannon, particulièrement l'étendue spectrale  $\Delta u$  doit être deux fois supérieure à la fréquence spatiale maximale  $u_{max}$ . C'est-à-dire que l'aire du réseau périodique  $nH$  doit être 4 fois plus grande que celui de la couverture fréquentielle  $H$ . Soit enfin l'ensemble  $G(nH)$  nommé grille d'échantillonnage fréquentielle de taille  $n^2$  :

$$G(nH) = \left\{ q \in \mathbb{Z}^2 : (u, v)_q \in C(nH) \right\} \quad (\text{A.0.6})$$

### ***Grille d'échantillonnage spatiale (domaine spatial)***

C'est dans ce domaine que la température de brillance est reconstruite. Considérons alors  $H^*$  le réseau réciproque de  $H$  :

$$H^* = \left\{ (\Xi, E)_p = P_1 \vec{\Xi} + P_2 \vec{E} \quad , p = (P_1, P_2) \in \mathbb{Z}^2 \right\} \quad (\text{A.0.7})$$

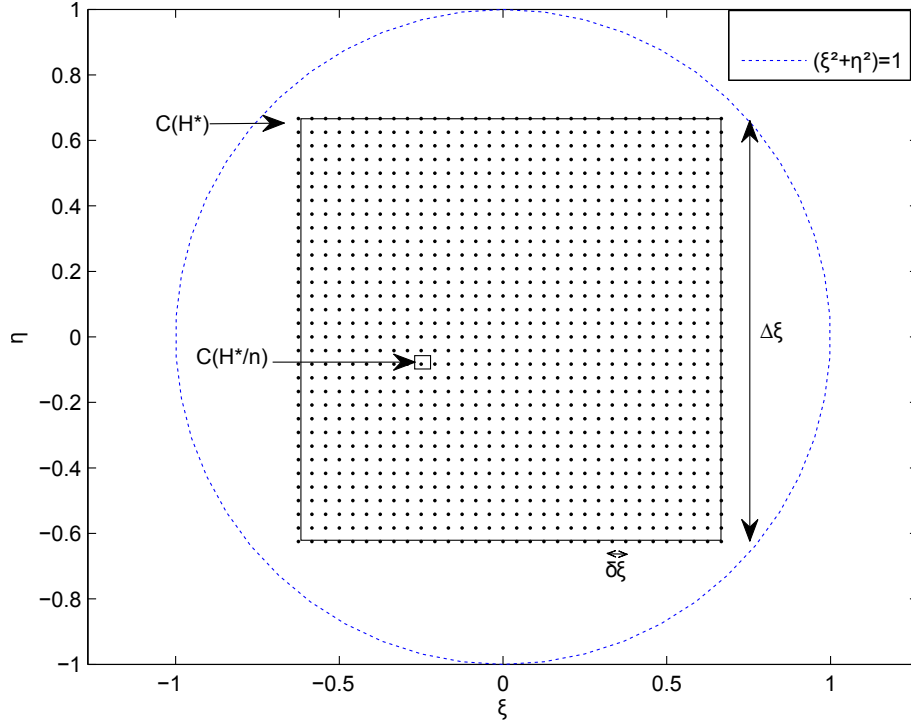
Les deux vecteurs de translation  $\vec{\Xi}$  et  $\vec{E}$  satisfont les relations d'orthogonalité suivantes d'après la définition des réseaux réciproques [69] :

$$\begin{cases} \vec{\Xi} \cdot \vec{u} &= \vec{E} \cdot \vec{v} = 1 \\ \vec{\Xi} \cdot \vec{v} &= \vec{E} \cdot \vec{u} = 0 \\ \|\vec{\Xi}\| &= \|\vec{E}\| = \Delta \xi = \frac{1}{\delta u} \end{cases} \quad (\text{A.0.8})$$

Où  $\Delta \xi$  est l'étendu du champ de vision et joue le rôle dual de celui de  $\delta u$ . Comme précédemment, la cellule élémentaire de  $H^*$  est échantillonnée aux nœuds de  $H^*/n$ , le réseau réciproque de  $nH$  :

$$H^* = \left\{ (\xi, \eta)_p = p_1 \vec{\xi} + p_2 \vec{\eta} \quad , p = (p_1, p_2) \in \mathbb{Z}^2 \right\} \quad (\text{A.0.9})$$

Les vecteurs  $\vec{\xi}$  et  $\vec{\eta}$  sont tels que :



**Figure A.2:** Couverture du domaine spatiale  $H^*$  réciproque à la couverture fréquentielle  $H$  illustrée dans la figure A.1.

$$\begin{cases} \vec{\xi} &= (\delta\xi, 0) \\ \vec{\eta} &= (0, \delta\xi) \end{cases} \quad \text{avec} \quad \|\vec{\xi}\| = \|\vec{\eta}\| = \delta\xi = \frac{\Delta\xi}{n} \quad (\text{A.0.10})$$

et satisfont les relations d'orthogonalité suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\xi} \cdot \vec{U} &= \vec{\eta} \cdot \vec{V} = 1 \\ \vec{\xi} \cdot \vec{V} &= \vec{\eta} \cdot \vec{U} = 0 \\ \|\vec{\xi}\| &= \|\vec{\eta}\| = \delta\xi = \frac{1}{\Delta u} \end{cases} \quad (\text{A.0.11})$$

La figure A.2 illustre les relations précédentes pour le même réseau d'antennes conduisant à la couverture fréquentielle illustrée dans la figure A.1. Les aires  $\sigma\Xi$  et  $\sigma\xi$  des cellules élémentaires et  $C(H^*)$  et  $C(H^*/n)$  sont respectivement égale à  $(\Delta\xi)^2$  et  $(\delta\xi)^2$ .

Signalons qu'une propriété générale des réseaux réciproques : le produit des aires des cellules élémentaires de deux réseaux réciproques est égal à 1. Ceci implique que les pas d'échantillonnage  $\delta u$  et  $\delta\xi$ , ainsi que les étendues spectrale  $\Delta u$  et spatiale  $\Delta\xi$  sont reliés par la relation A.0.12 :

---


$$\delta u \Delta \xi = \Delta u \delta \xi = 1 \quad \text{avec} \begin{cases} \Delta u &= n \delta u \\ \Delta \xi &= n \delta \xi \end{cases} \quad (\text{A.0.12})$$

Soit enfin l'ensemble  $G(H^*)$  nommé grille d'échantillonnage spatiale de taille  $n^2$  :

$$G(H^*) = \left\{ p \in \mathbb{Z}^2 : \quad (\xi, \eta)_p \in C(H^*) \right\} \quad (\text{A.0.13})$$

## **Espaces de travail**

Les paragraphes suivants décrivent les espaces de travail entre lesquels seront définis les opérateurs intervenant dans la reconstruction de l'image.

### **E, espace des objets**

L'espace de travail objet  $E$  est l'espace de dimension finie dans lequel l'opération de synthèse de Fourier est numériquement effectuée. Il s'agit plus précisément ici de l'espace des fonctions  $T$  (Températures de brillance) qui prennent leurs valeurs  $T_p = T(\xi, \eta)_p$  aux nœuds  $(\xi, \eta)_p$  de la grille  $G(H^*)$ . L'espace de travail dual  $\hat{E}$  est l'image de  $E$  par l'opérateur de transformation de Fourier discrète, c'est l'espace des transformées de Fourier  $\hat{T}$  qui prennent leurs valeurs  $\hat{T}_q = \hat{T}(u, v)_q$  aux nœuds  $(u, v)_q$  de la grille  $G(nH)$ .

### **$\epsilon$ , sous-espace de E des fonctions à bande passante dans H**

Les fonctions  $T^H$  à bande passante limitée dans  $H$  jouent un rôle bien particulier en synthèse de Fourier. Elles appartiennent à un sous-espace  $\epsilon$  de  $E$ , dont l'image de Fourier est un sous-espace  $\hat{\epsilon}$  de  $\hat{E}$ . Les fonctions  $T_q^H$  prennent leurs valeurs  $\hat{T}_q^H = \hat{T}^H(u, v)_q$  aux seuls nœuds  $(u, v)_q$  inclus dans  $H$ .

### **F, espace des données**

Les fréquences spatiales  $(u, v)_{kl}$  associées aux couples d'antennes  $A_k$  et  $A_l$  appartiennent à une liste finie  $L$  dans le domaine de Fourier  $H$  :

$$L = \{(u, v)_{kl} : \quad 1 \leq k, l \leq N\} \quad (\text{A.0.14})$$

où  $N$  est le nombre d'antennes élémentaires. Cette liste peut comporter des éléments redondants dans la mesure où deux couples d'antennes différents peuvent engendrer la même fréquence spatiale. En accord avec le caractère hermitien de la fonction de visibilité, l'espace des données

$F$  est ici l'espace des fonctions à valeurs complexes  $V$  (visibilités) qui prennent leurs valeurs  $V_{kl} = V(u, v)_{kl}$  aux fréquences spatiales de la liste  $L$ .

### Opérateurs clefs

Se sont les opérateurs qui interviennent dans la reconstruction de l'image.

#### U, opérateur de transformée de Fourier

Le passage du domaine de fréquentiel au domaine spatiale, et inversement, est une opération courante en synthèse de FOURIER. Soit  $U$  l'opérateur de transformation de Fourier discrète sur les grilles duales  $G(H^*)$  et  $G(nH)$  :

$$\begin{aligned} U : E &\longrightarrow \hat{E} \\ T &\longrightarrow UT = \hat{T} \end{aligned} \quad (\text{A.0.15})$$

avec, pour tous  $q$  dans  $G(nH)$  :

$$\hat{T}_q = \sum_{p \in G(H^*)} T_p \exp\left(-j2\pi \frac{p \cdot q}{n^2}\right) \sigma_\xi \quad (\text{A.0.16})$$

où  $\sigma_\xi = \delta\xi^2$  est la surface d'une cellule de  $G(H^*)$ , et  $n^2$  est la taille de la grille d'échantillonnage  $G(H^*)$ . On note l'opérateur adjoint  $U^*$  l'opérateur de transformation de Fourier discrète inverse.

#### Z, opérateur zero-padding

Dès lors que l'on est amené à considérer des instruments à bande passante limitée, il est nécessaire de disposer d'un opérateur permettant de compléter avec des zéros la grille contenant les données interférométriques. Soit  $Z$  l'opérateur de zero-padding «remplissage de zéros» au-delà de la couverture fréquentielle  $H$  :

$$\begin{aligned} Z : \hat{\epsilon} &\longrightarrow \hat{E} \\ \hat{T}^H &\longrightarrow Z\hat{T}^H = \hat{T} \end{aligned} \quad (\text{A.0.17})$$

avec pour tout  $q$  dans  $G(nH)$  :

$$\hat{T}_q = \begin{cases} \hat{T}_q^H & \text{si } (u, v)_q \in H \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (\text{A.0.18})$$

L'opérateur adjoint  $Z^*$ , qui consiste à ne conserver que les composantes  $\hat{T}_q$  de  $\hat{T}$  à l'intérieur de  $H$ , est défini tel que  $Z^*Z = I_{\hat{\epsilon}}$ , où  $I_{\hat{\epsilon}}$  est la matrice unité défini dans le sous-espace  $\hat{\epsilon}$ .

**$P_H$ , opérateur projecteur sur  $\epsilon$**

La présence d'un sous-espace des fonctions à bande passante limitée rend nécessaire la définition d'un projecteur permettant le passage de  $E$  à  $\epsilon$ . Etant données les définitions précédentes, il est possible d'introduire  $P_H$  :

$$P_H = U^* Z Z^* U \quad (\text{A.0.19})$$

dont l'action est celle d'un projecteur sur l'espace  $\epsilon$  des fonctions à bande limitée dans  $H$  puisqu'il est facilement démontrable que  $P_H^* = P_H$  et  $P_H^2 = P_H$ .

**$G$ , opérateur de modélisation**

La matrice de modélisation est l'opérateur  $G$  de l'espace d'objet  $E$  (Températures de brillance) vers celui des données  $F$  (visibilités) qui traduit la relation de base entre les visibilités complexes et la distribution de la température de brillance de la scène observées :

$$\begin{aligned} G : \quad E &\longrightarrow F \\ T &\longrightarrow GT = V \end{aligned} \quad (\text{A.0.20})$$

Ainsi, pour chaque fréquence spatiale  $q = (u_{kl}, v_{kl})$  associée à une paire d'antennes  $A_k$  et  $A_l$ , et pour chaque point de la scène observée  $p = (\xi_p, \eta_p)$ , on a :

$$\forall (u_{kl}, v_{kl}) \in L \quad V_{kl} = \sum_{p \in G(H^*)} \frac{T_p}{\sqrt{1 - \xi_p^2 - \eta_p^2}} F_k(\xi_p, \eta_p) \overline{F_l(\xi_p, \eta_p)} \tilde{r}_{kl}(\xi_p, \eta_p) e^{-j2\pi(u_{kl}\xi_p + v_{kl}\eta_p)} \sigma_\xi \quad (\text{A.0.21})$$

Son opérateur adjoint  $G^*$  est défini par :



$$\begin{aligned} G^* : \quad F &\longrightarrow E \\ V &\longrightarrow G * V = T \end{aligned} \tag{A.0.22}$$

avec, pour tout  $p$  dans  $G(H^*)$  :

$$\forall p \in G(H^*) \quad T_p = \sum_{k,l=1}^N \frac{V_{kl}}{\sqrt{1 - \xi_p^2 - \eta_p^2}} \overline{F_k(\xi_p, \eta_p)} F_l(\xi_p, \eta_p) \tilde{r}_{kl}(\xi_p, \eta_p) e^{+j2\pi(u_{kl}\xi_p + v_{kl}\eta_p)} \sigma_u \tag{A.0.23}$$

Le principe de construction de cette matrice est alors simple : il s'agit de calculer la contribution aux visibilitées de chacun des pixels composant la température de brillance. On parcourt donc la grille d'échantillonnage spatiale  $G(H^*)$  en simulant une impulsion unité sur le pixel courant  $p$ ,  $T(\xi, \eta)_p = 1$ , la température étant nulle ailleurs. Pour chaque nœud  $q$  de la grille d'échantillonnage fréquentielle  $G(nH)$  nous connaissons la fréquence spatiale associée  $(u, v)_q$  et les récepteur  $A_k$  et  $A_l$  concernés, cela nous permet d'insérer les calibrage nécessaires dans la matrice  $G$ . L'action adjoint du  $G$  joue le rôle de la fonction de transfert des visibilitées et donne la répartition de la température de brillance incidente sur l'ouverture.

# Bibliographie

- [1] J. E. Bjarnason, T. L. J. Chan, A. W. M. Lee, M. A. Celis, and E. R. Brown, “Millimeter-wave, terahertz, and mid-infrared transmission through common clothing,” *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 4, pp. 519 –521, jul 2004.
- [2] V. Lyubchenko, “Millimeter wave imaging systems,” in *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. 2000. MIKON-2000.*, vol. 3, 2000, pp. 63 –69 vol.3.
- [3] Z. Shen and N. C. Luhmann, *Millimeter-Wave Imaging*. John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 651–707.
- [4] N. A. Salmon, J. Beale, S. Hayward, P. Hall, R. Macpherson, R. Metcalfe, and A. Harvey, “Compact and light-weight digital beam-forming passive millimetre-wave imagers,” K. A. Krapels and N. A. Salmon, Eds., vol. 7117, no. 1. SPIE, 2008, p. 711709.
- [5] L. Yujiri, “Passive millimeter wave imaging,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006.*, June 2006, pp. 98 –101.
- [6] M. Rosker and H. Wallace, “Imaging through the atmosphere at terahertz frequencies,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2007.*, june 2007, pp. 773 –776.
- [7] R. Appleby and R. Anderton, “Millimeter-wave and submillimeter-wave imaging for security and surveillance,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 8, pp. 1683 –1690, aug. 2007.
- [8] P. Morrison, J. Billingham, and J. Wolfe, *The Search for extraterrestrial intelligence*, ser. NASA SP. Dover Publications, 1979.
- [9] K. Mizuno, “Comparison of the capabilities of the millimeter wave region and the thz region,” in *Asia-Pacific Microwave Conference, APMC 2006.*, dec. 2006, pp. 1827 –1832.
- [10] R. Appleby and H. Wallace, “Standoff detection of weapons and contraband in the 100 ghz to 1 thz region,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 2944 –2956, nov. 2007.

- [11] M. Moreno-Moreno, J. Fierrez, and J. Ortega-Garcia, "Millimeter- and submillimeter-wave imaging technologies for biometric purposes," in *Proceedings of XXIV Simposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio, URSI 2009*, A. M. Sánchez, A. T. Puente, and J. M. Z. S. de la Maza, Eds. Publican-Ediciones de la Universidad de Cantabria, September 2009, p. 244.
- [12] F. T. Ulaby, R. K. Moore, and A. K. Fung, "Microwave remote sensing : Active and passive. volume 1 - microwave remote sensing fundamentals and radiometry," *Microwave Remote Sensing Active and Passive*, vol. 1, no. 1, p. 456, 1981.
- [13] G. B. Rybicki and A. P. Lightman, *Radiative processes in astrophysics*. Wiley, New York :, 1979.
- [14] O. Sisma, A. Gaugue, C. Liebe, and J.-M. Ogier, "Uwb radar : vision through a wall," *Telecommunication Systems*, vol. 38, pp. 53–59, 2008, 10.1007/s11235-008-9087-z. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1007/s11235-008-9087-z>
- [15] "Évaluation des risques sanitaires liés à l'utilisation du scanner corporel à ondes « millimétriques » provision 100," AFSSET, Tech. Rep., février 2010. [Online]. Available : [http://www.afsset.fr/upload/bibliotheque/678742184602048721900534368932/2010\\_02\\_22\\_Rapport\\_scanners-corporels\\_VFfinale.pdf](http://www.afsset.fr/upload/bibliotheque/678742184602048721900534368932/2010_02_22_Rapport_scanners-corporels_VFfinale.pdf)
- [16] G. R. Huguenin, "Millimeter-wave video rate imagers," R. M. Smith, Ed., vol. 3064, no. 1. SPIE, 1997, pp. 34–45. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/3064/34/1>
- [17] J. Tsumochi, H. Kamoda, and F. Suginoshta, "A study on monostatic radar for millimeter wave imaging system," in *IEICE Tech. Rep.*, ser. MW2010-160, vol. 110, no. 447, Ibaraki, March 2011 March 2011, pp. 45–50, thu, Mar 3, 2011 - Fri, Mar 4 : Ibaraki Univ. (AP, MW).
- [18] N. C. Currie, J. David D. Ferris, R. W. McMillan, and M. C. Wicks, "New law enforcement applications of millimeter-wave radar," R. Trebits and J. L. Kurtz, Eds., vol. 3066, no. 1. SPIE, 1997, pp. 2–10. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/3066/2/1>
- [19] J. Svedin and L.-G. Huss, "A new staring 94-ghz focal plane array," R. Appleby, J. M. Chamberlain, and K. A. Krapels, Eds., vol. 5619, no. 1. SPIE, 2004, pp. 234–242. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/5619/234/1>
- [20] D. Sheen, D. McMakin, and T. Hall, "Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 9, pp. 1581–1592, sep 2001.

- [21] S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "A novel fully electronic active real-time imager based on a planar multistatic sparse array," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3567–3576, dec. 2011.
- [22] D. M. Sheen, D. L. McMakin, H. D. Collins, T. E. Hall, and R. H. Severtsen, "Concealed explosive detection on personnel using a wideband holographic millimeter-wave imaging system," I. Kadar and V. Libby, Eds., vol. 2755, no. 1. SPIE, 1996, pp. 503–513. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/2755/503/1>
- [23] D. L. McMakin, P. E. Keller, D. M. Sheen, and T. E. Hall, "Dual-surface dielectric depth detector for holographic millimeter-wave security scanners," R. Appleby and D. A. Wikner, Eds., vol. 7309, no. 1. SPIE, 2009, p. 73090G. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/7309/73090G/1>
- [24] S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "Near field mm-wave imaging with multistatic sparse 2d-arrays," in *European Radar Conference (EuRAD)*, 30 2009-oct. 2 2009, pp. 180–183.
- [25] A. Schiessl, S. Ahmed, A. Genghammer, and L.-P. Schmidt, "A technology demonstrator for a 0.5 m x 0.5 m fully electronic digital beamforming mm-wave imaging system," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, april 2011, pp. 2606–2609.
- [26] S. Ahmed, A. Schiessl, and L.-P. Schmidt, "Illumination properties of multistatic planar arrays in near-field imaging applications," in *European Radar Conference (EuRAD)*, 30 2010-oct. 1 2010, pp. 29–32.
- [27] S. S. Ahmed and L.-P. Schmidt, "Illumination of humans in active millimeter-wave multistatic imaging," in *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, march 2012, pp. 1755–1757.
- [28] I. G. Cumming and F. H. Wong, *Digital processing of synthetic aperture radar data*. Artech house, 2005.
- [29] F. Gumbmann and L. Schmidt, "Millimeter-wave imaging with optimized sparse periodic array for short-range applications," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 10, pp. 3629–3638, oct. 2011.
- [30] X. Zhuge and A. Yarovoy, "A sparse aperture mimo-sar-based uwb imaging system for concealed weapon detection," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, no. 1, pp. 509–518, jan. 2011.
- [31] V. Krozer, T. Löandffler, J. Dall, A. Kusk, F. Eichhorn, R. Olsson, J. Buron, P. Jepsen, V. Zhurbenko, and T. Jensen, "Terahertz imaging systems with aperture synthesis tech-

- niques,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 2027–2039, July 2010.
- [32] A. Luukanen, L. Grönberg, M. Grönholm, P. Lappalainen, M. Leivo, A. Rautiainen, A. Tamminen, J. Ala-Laurinaho, C. R. Dietlein, and E. N. Grossman, “Real-time passive terahertz imaging system for standoff concealed weapons imaging,” D. A. Wikner and A. R. Luukanen, Eds., vol. 7670, no. 1. SPIE, 2010, p. 767004. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/7670/767004/1>
- [33] R. Appleby, “Passive millimetre-wave imaging and how it differs from terahertz imaging,” *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A :Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, vol. 362, no. 1815, pp. 379–393, 2004.
- [34] R. A. Thompson and Et, *Interferometry and synthesis in radio astronomy*. Wiley-Interscience, May 2001.
- [35] J. Richter, D. Notel, F. Kloppel, J. Huck, H. Essen, and L.-P. Schmidt, “A multi-channel radiometer with focal plane array antenna for w-band passive millimeterwave imaging,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006.*, june 2006, pp. 1592–1595.
- [36] R. T. Kuroda, G. S. Dow, D. T. Moriarty, R. L. Johnson, A. Y. Quil, S. D. Tran, V. Pajo, S. W. Fornaca, and L. Yujiri, “Large-scale w-band focal plane array developments for passive millimeter-wave imaging,” R. M. Smith, Ed., vol. 3378, no. 1. SPIE, 1998, pp. 57–62. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/3378/57/1>
- [37] R. T. Kuroda, G. S. Dow, Y. Guo, R. L. Johnson, M. Biedenbender, A. Marashi, L. Yujiri, and M. Shoucri, “Direct-detection mmic fpas for mmw imaging,” R. M. Smith, Ed., vol. 3064, no. 1. SPIE, 1997, pp. 90–97. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/3064/90/1>
- [38] L. Yujiri, H. H. Agravante, S. W. Fornaca, B. I. Hauss, R. L. Johnson, R. T. Kuroda, B. H. Quon, A. W. Rowe, T. K. Samec, M. Shoucri, and K. E. Yokoyama, “Passive millimeter-wave video camera,” R. M. Smith, Ed., vol. 3378, no. 1. SPIE, 1998, pp. 14–19. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/3378/14/1>
- [39] A. H. Lettington, M. R. Yallop, and D. Dunn, “Review of super-resolution techniques for passive millimeter-wave imaging,” R. Appleby, G. C. Holst, and D. A. Wikner, Eds., vol. 4719, no. 1. SPIE, 2002, pp. 230–239. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/4719/230/1>
- [40] K. Mizuno, H. Matono, Y. Wagatsuma, H. Warashina, H. Sato, S. Miyanaga, and Y. Yamanaka, “New applications of millimeter-wave incoherent imaging,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005*, june 2005, p. 4 pp.

- 
- [41] K. Mizuno, Y. Wagatsuma, H. Warashina, K. Sawaya, H. Sato, S. Miyanaga, and Y. Yamanaka, "Millimeter-wave imaging technologies and their applications," in *IEEE International Vacuum Electronics Conference, 2007. IVEC '07.*, may 2007, pp. 1–2.
- [42] D. Vizard and R. Doyle, "Invited paper : Advances in millimeter wave imaging and radar systems for civil applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2006.*, june 2006, pp. 94–97.
- [43] K. Sawaya, H. Sato, Y. Wagatsuma, and K. Mizuno, "Broadband fermi antenna and its application to mm-wave imaging," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2007.*, nov. 2007, pp. 1–6.
- [44] J. Zuccarelli, V. Martorelli, O. D'Arcangelo, A. De Rosa, E. Pagana, N. Mandolesi, and L. Valenziano, "Onset & offset configuration for ka-band reflectarray antenna," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009.*, march 2009, pp. 1234–1238.
- [45] J. Zuccarelli, "Passive millimeter wave imaging camera viky as technology transfer of planck-lfi," Ph.D. dissertation, Università degli studi di Ferrara, February 2009. [Online]. Available : <http://eprints.unife.it/tesi/68/>
- [46] D. Liu, U. Pfeiffer, and J. Grzyb, *Advanced Millimeter-Wave Technologies : Antennas, Packaging and Circuits*. J. Wiley & Sons, 2009. [Online]. Available : <http://books.google.fr/books?id=iVtrwmDCn7oC>
- [47] R. J. Mailloux, *Electronically Scanned Arrays*, ser. Synthesis Lectures on Antennas. Morgan & Claypool Publishers, 2007. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.2200/S00081ED1V01Y200612ANT006>
- [48] S. Jeon, A. Babakhani, and A. Hajimiri, *Integrated Phased Arrays*. John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 597–649. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1002/9780470742969.ch14>
- [49] J. Hirokawa and M. Ando, *Planar Waveguide-Type Slot Arrays*. John Wiley & Sons, Ltd, 2009, pp. 233–294. [Online]. Available : <http://dx.doi.org/10.1002/9780470742969.ch6>
- [50] C. Ruf, C. Swift, A. Tanner, and D. Le Vine, "Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 5, pp. 597–611, Sep. 1988.
- [51] M. Peichl, H. Suess, M. Suess, and S. Kern, "Microwave imaging of the brightness temperature distribution of extended areas in the near and far field using two-dimensional aperture synthesis with high spatial resolution," *Radio Science*, vol. 33, no. 3, pp. 781–801, 1998.

- [52] C. T. Taylor, P. N. Wilkinson, N. A. Salmon, and C. D. Cameron, “Applicability of radio astronomy techniques to the processing and interpretation of aperture synthesis passive millimetre-wave applications,” D. A. Wikner and A. R. Luukanen, Eds., vol. 8362, no. 1. SPIE, 2012, p. 83620F. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/8362/83620F/1>
- [53] E. Anterrieu, “A resolving matrix approach for synthetic aperture imaging radiometers,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 8, pp. 1649 – 1656, Aug. 2004.
- [54] R. Appleby, “The history of passive millimetre-wave imaging at qinetiq,” K. A. Krapels and N. A. Salmon, Eds., vol. 7117, no. 1. SPIE, 2008, p. 711702. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/7117/711702/1>
- [55] N. Salmon, J. Beale, J. Parkinson, S. Hayward, P. Hall, R. Macpherson, R. Lewis, and A. Harvey, “Digital beam-forming for passive millimetre wave security imaging,” *IET Seminar Digests*, vol. 2007, no. 11961, pp. 181–181, 2007.
- [56] N. A. Salmon, J. Beale, A. Beard, M. Dean, S. Hayward, P. Hickling, S. T. Chiw, H. Ghafouri-Shiraz, P. Hall, R. Macpherson, R. Lewis, A. H. Lettington, and D. Dunn, “An all electronic passive millimetre wave imaging system,” R. Appleby and D. A. Wikner, Eds., vol. 5789, no. 1. SPIE, 2005, pp. 11–15. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/5789/11/1>
- [57] N. A. Salmon, R. Macpherson, A. Harvey, P. Hall, S. Hayward, P. Wilkinson, and C. Taylor, “First video rate imagery from a 32-channel 22-ghz aperture synthesis passive millimetre wave imager,” K. A. Krapels, N. A. Salmon, and E. Jacobs, Eds., vol. 8188, no. 1. SPIE, 2011, p. 818805. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/8188/818805/1>
- [58] C. Ruf, “Numerical annealing of low-redundancy linear arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 1, pp. 85 –90, Jan. 1993.
- [59] N. A. Salmon, I. Mason, P. Wilkinson, C. Taylor, and P. Scicluna, “First imagery generated by near-field real-time aperture synthesis passive millimetre wave imagers at 94 ghz and 183 ghz,” K. A. Krapels and N. A. Salmon, Eds., vol. 7837, no. 1. SPIE, 2010, p. 78370I.
- [60] N. A. Salmon, P. N. Wilkinson, C. T. Taylor, and M. Benyazzar, “Minimising the costs of next generation aperture synthesis passive millimetre wave imagers,” K. A. Krapels, N. A. Salmon, and E. Jacobs, Eds., vol. 8188, no. 1. SPIE, 2011, p. 818808. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/8188/818808/1>

- 
- [61] N. A. Salmon, S. Hayward, R. L. Walke, and R. Appleby, "Electronic scanning for passive millimeter-wave imaging," R. Appleby, D. A. Wikner, R. Trebits, and J. L. Kurtz, Eds., vol. 5077, no. 1. SPIE, 2003, pp. 71–76. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/5077/71/1>
- [62] A. Camps, I. Corbella, J. Bara, and F. Torres, "Radiometric sensitivity computation in aperture synthesis interferometric radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 2, pp. 680 –685, Mar. 1998.
- [63] F. Zernike, "The concept of degree of coherence and its application to optical problems," *Physica*, vol. 5, no. 8, pp. 785 – 795, 1938. [Online]. Available : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0031891438802032>
- [64] I. Corbella, N. Duffo, M. Vall-llossera, A. Camps, and F. Torres, "The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 8, pp. 1677 – 1682, Aug. 2004.
- [65] M. Fischman, A. England, and C. Ruf, "How digital correlation affects the fringe washing function in l-band aperture synthesis radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 40, no. 3, pp. 671 –679, mar 2002.
- [66] A. Camps, M. Vall-llossera, I. Corbella, N. Duffo, and F. Torres, "Improved image reconstruction algorithms for aperture synthesis radiometers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 46, no. 1, pp. 146 –158, jan. 2008.
- [67] E. Anterrieu, "A resolving matrix approach for synthetic aperture imaging radiometers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 8, pp. 1649 – 1656, aug. 2004.
- [68] B. Picard and E. Anterrieu, "Comparison of regularized inversion methods in synthetic aperture imaging radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 2, pp. 218 – 224, feb. 2005.
- [69] B. Picard, "Télédétection de la surface terrestre par un radiomètre imageur à synthèse d'ouverture : principes de mesure, traitement des données interférométriques et méthodes de reconstruction régularisées." Ph.D. dissertation, Université de Versailles - St Quentin, 2004.
- [70] E. Anterrieu, "Regularization of an inverse problem in remote sensing imaging by aperture synthesis," in *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, ICASSP 2006*, vol. 2, may 2006, p. II.
- [71] A. Khazaal, H. Carfantan, and E. Anterrieu, "On the reduction of the systematic error in imaging radiometry by aperture synthesis : A new approach for the smos space mission," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 6, no. 1, pp. 47 –51, jan. 2009.



- [72] T. Y. Otoshi, *Noise temperature theory and applications for deep space communications antenna systems*, ser. Artech House antennas and propagation series. Boston ; : Artech House,, 2008.
- [73] I. Corbella, M. Martin-Neira, R. Oliva, F. Torres, and N. Duffo, “Reduction of secondary lobes in aperture synthesis radiometry,” *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 9, no. 5, pp. 977 –979, sept. 2012.
- [74] A. Camps, I. Corbella, J. Bara, and F. Torres, “Radiometric sensitivity computation in aperture synthesis interferometric radiometry,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 36, no. 2, pp. 680 –685, Mar. 1998.
- [75] R. N. Anderton, R. Appleby, P. R. Coward, P. J. Kent, S. Price, G. N. Sinclair, and M. R. M. Wasley, “Security scanning at 35 ghz,” R. M. Smith and R. Appleby, Eds., vol. 4373, no. 1. SPIE, 2001, pp. 16–23. [Online]. Available : <http://link.aip.org/link/?PSI/4373/16/1>
- [76] Y. Aouial, O. Lafond, M. Himdi, S. Meric, and L. Roy, “Low cost measurement setup for passive microwave remote sensing by aperture synthesis technique,” in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, april 2011, pp. 876 –880.
- [77] R. N. Bracewell, *The Fourier transform and its applications*, 2nd ed. McGraw-Hill, 1986.
- [78] J. Leech, “On the representation of 1, 2, . . . , n by differences,” *London Math. Soc.*, vol. 31, pp. pp. 160–169, 1956.
- [79] C. Ruf, “Numerical annealing of low-redundancy linear arrays,” *IEEE Transactions onAntennas and Propagation*, vol. 41, no. 1, pp. 85 –90, jan 1993.
- [80] A. Camps, A. Cardama, and D. Infantes, “Synthesis of large low-redundancy linear arrays,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 12, pp. 1881 –1883, Dec. 2001.
- [81] J. Dong, Q. Li, R. Jin, Y. Zhu, Q. Huang, and L. Gui, “A method for seeking low-redundancy large linear arrays in aperture synthesis microwave radiometers,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 6, pp. 1913 –1921, June 2010.
- [82] C. Ruf, C. Swift, A. Tanner, and D. Le Vine, “Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 26, no. 5, pp. 597 –611, Sep. 1988.

- [83] I. Corbella, A. Camps, N. Duffo, and M. Vall-llossera, "Optimum redundant array configurations for earth observation aperture synthesis microwave radiometers," *Electron. Lett.*, vol. 38, no. 20, pp. 1205 – 1207, Sep. 2002.
- [84] Y. Meurisse and J.-P. Delmas, "Bounds for sparse planar and volume arrays," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 47, no. 1, pp. 464 –468, Jan 2001.
- [85] K. Rautiainen, J. Kainulainen, T. Auer, S. Tauriainen, and M. Hallikainen, "Helsinki university of technology synthetic aperture radiometer -hut-2d," in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, IGARSS 2007.*, july 2007, pp. 3635 –3638.
- [86] A. Camps, M. Vall-llossera, I. Corbella, F. Torres, and N. Duffo, "Angular and radiometric resolution of y-shaped nonuniform synthetic aperture radiometers for earth observation," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 5, no. 4, pp. 793 –795, oct. 2008.
- [87] A. Camps, J. Bara, I. Sanahuja, and F. Torres, "The processing of hexagonally sampled signals with standard rectangular techniques : application to 2-d large aperture synthesis interferometric radiometers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 35, no. 1, pp. 183 –190, jan 1997.
- [88] L. E. Sodin, L. G. ; Kopilovich, "Hexagonal arrays for radio interferometers," *Astron. & Astrophys.*, vol. Vol.392,, p. pp. 1149–1152, 2002.
- [89] T. Cornwell, "A novel principle for optimization of the instantaneous fourier plane coverage of correction arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 8, pp. 1165 –1167, aug 1988.
- [90] M. Gen and R. Cheng, *Multiobjective Optimization Problems*. John Wiley & Sons, Inc., 2007, pp. 97–141.
- [91] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, 1st ed. Boston, MA, USA : Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1989.
- [92] Y. Aouial, S. Meric, O. Lafond, and M. Himdi, "Synthesis of sparse planar arrays for passive imaging systems based on switch submatrix," *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 9, no. 6, pp. 1007 –1011, nov. 2012.
- [93] Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, "Passive millimeter wave imaging : 2d sparse array optimization for low cost system architecture," in *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), 2012*, march 2012, pp. 3421 –3425.
- [94] O. Lafond, M. Himdi, and J. Daniel, "Aperture coupled microstrip patch antenna with thick ground plane in millimetre waves," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 17, pp. 1394 –1395, aug 1999.

- [95] S. Gao, L. Li, M. Leong, and T. Yeo, "A broad-band dual-polarized microstrip patch antenna with aperture coupling," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 4, pp. 898 – 900, april 2003.
- [96] S. Targonski, R. Waterhouse, and D. Pozar, "Design of wide-band aperture-stacked patch microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 9, pp. 1245 –1251, sep 1998.
- [97] J. Yang and K. Yang, "Gan-based pin diodes for microwave switching ic applications," *Electronics Letters*, vol. 48, no. 11, pp. 650 –652, 24 2012.
- [98] G. Rebeiz and J. Muldavin, "Rf mems switches and switch circuits," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 2, no. 4, pp. 59 –71, dec 2001.
- [99] "Documentation du switch ma4agsw4 de macom," Tech. Rep. [Online]. Available : <http://www.macomtech.com/DataSheets/MA4AGSW4.pdf>
- [100] "Documentation de la cellule wilrton universal test fixtures 3680v series," Tech. Rep. [Online]. Available : <http://www.anritsu.com/en-US/Products-Solutions/Products/3680-Series.aspx>
- [101] E. Anterrieu, "A resolving matrix approach for synthetic aperture imaging radiometers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, no. 8, pp. 1649 – 1656, aug. 2004.
- [102] B. Picard and E. Anterrieu, "Comparison of regularized inversion methods in synthetic aperture imaging radiometry," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 2, pp. 218 – 224, feb. 2005.
- [103] A. Colliander, S. Tauriainen, T. Auer, J. Kainulainen, J. Uusitalo, M. Toikka, and M. Halikainen, "Miras reference radiometer : a fully polarimetric noise injection radiometer," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 5, pp. 1135 – 1143, may 2005.
- [104] I. Corbella, A. Camps, F. Torres, and J. Bara, "Analysis of noise-injection networks for interferometric-radiometer calibration," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 4, pp. 545 –552, apr 2000.
- [105] I. Corbella, F. Torres, A. Camps, A. Colliander, M. Martin-Neira, S. Ribo, K. Rautiainen, N. Duffo, and M. Vall-llossera, "Miras end-to-end calibration : application to smos l1 processor," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 43, no. 5, pp. 1126 – 1134, may 2005.
- [106] I. Ramos-Perez, X. Bosch-Lluis, A. Camps, J. Marchan-Hernandez, N. Rodriguez-Alvarez, and E. Valencia, "Use of pseudo-random noise sequences in microwave radio-

meter calibration,” in *Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment, MICRORAD 2008*, march 2008, pp. 1 –4.

- [107] “Documentation de la source de bruit agilent 346ck01,” Tech. Rep. [Online]. Available : <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/00346-90148.pdf>



# Publications au cours de la thèse

## Revues internationales :

Aouial, Y. and Meric, S. and Lafond, O. and Himdi, M., “Synthesis of Sparse Planar Arrays for Passive Imaging Systems Based on Switch Submatrix”, *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, (2012), 1007 -1011.

## Conférences internationales avec comité de lecture :

Y. Aouial, S. Méric, O. Lafond, and M. Himdi, “Passive millimeter wave imaging : 2d sparse array optimization for low cost system architecture,” *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, march 2012, pp. 3421 –3425.

Y. Aouial, O. Lafond, M. Himdi, S. Meric, and L. Roy, “Low cost measurement setup for passive microwave remote sensing by aperture synthesis technique,” *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, april 2011, pp. 876 –880.



VU :

**Le Directeur de Thèse**  
(Nom et Prénom)

VU :

**Le Responsable de l'École Doctorale**

**VU pour autorisation de soutenance**

**Rennes, le**

**Le Président de l'Université de Rennes 1**

**Guy CATHELINEAU**

**VU après soutenance pour autorisation de publication :**

**Le Président de Jury,**  
(Nom et Prénom)





# Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse sont une contribution à l'étude des systèmes d'imagerie passive à courte portée pour la détection d'objets faiblement dissimulés en vue d'applications pour la sécurité des personnes. Ces travaux ont été menés au cours d'une collaboration de deux équipes de l'IETR : le département «Antennes & dispositifs Hyperfréquences» ainsi que le département «Propagation - localisation & Télédétection». Le cadre de cette collaboration a concerné donc l'étude d'un dispositif ayant un coût faible et une complexité réduite permettant l'imagerie 2D pour une portée relativement faible, et étudier les éléments nécessaires à la mise en place d'un démonstrateur complet. En s'abstenant d'éléments émetteurs, nous assurons l'inoffensivité du dispositif. L'imagerie s'effectue donc par la synthèse d'ouverture interférométrique. Un des points durs du travail concerne donc la définition de l'architecture du système et son optimisation. Nous apportons donc à travers ces travaux de recherche une réponse pour minimiser le nombre de récepteurs présents dans le système. Un nouveau concept basé sur l'utilisation de la commutation par l'approche de sous-matrices de *switchs* est présenté. Pour améliorer le rapport coût-performances des systèmes d'imagerie, le nombre de récepteurs est réduit au minimum (deux récepteurs), tout en conservant des performances suffisantes. La synthèse du réseau d'antennes afin d'optimiser et de simplifier le processus de commutation démontre la possibilité de mettre en oeuvre un système bas coût et facilement intégrable. Cette approche a été adaptée donc dans un système antenne actif complet, en bande X et en bande millimétrique. L'objectif de ces prototypes est de valider dans un premier temps cette approche de manière expérimentale, puis de valider le principe de calibration du système afin de traiter les données réelles pour la reconstruction d'images.

# Abstract

The broad topic of the presented Ph.D. thesis consists in the research on novel methods in the field of microwave imaging, in particular the so-called passive microwave / millimeter-wave imaging, which is also referred to as radiometric imaging. This study focuses on proximity range applications such as concealed objects detection, human body screening, etc. These works have been carried out during a partnership with two teams in IETR : the department of "Antennas & Microwave Devices" and the department of "Propagation - Tracking & Remote Sensing". The aim is to design a low cost and compact fully electronic passive imaging system suitable for short range 2D imaging applications, and study the necessary devices for the implementation of a complete demonstrator. The inoffensive character of the device is ensured by the lack of active emitter devices. Imaging is done by the interferometric synthetic aperture technique. The hard work is therefore concerned the definition of the system architecture and its optimization. In this study, to improve the cost-performance of the imaging systems, a new approach based on the use of a switch sub-matrix strategy for a passive imaging system is presented and discussed. The synthesis of planar arrays that is able to yield optimal sparse arrays with a low-redundancy and an optimized switching process is then proposed. This approach has been adapted into a complete antenna system at X band and millimeter-wave band. The objectives of these prototypes is to validate at first this approach experimentally, and then validate the principle of system calibration to process real data for image reconstruction.